

# ТЕХНИКА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

А. Ф. ХАРВЕЙ

ТОМ II

# MICROWAVE ENGINEERING

BY

A. F. HARVEY  
D.Phil., B.Sc. (Eng.), M.I.E.E.  
*Royal Radar Establishment*

1963  
ACADEMIC PRESS  
LONDON and NEW YORK

А. Ф. ХАРВЕЙ

# ТЕХНИКА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

ПЕРЕВОД С АНГЛИЙСКОГО  
ПОД РЕДАКЦИЕЙ

*В. И. СУШКЕВИЧА*

II

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СОВЕТСКОЕ РАДИО»

---

МОСКВА — 1965

*В книге рассмотрены антенные системы СВЧ, вопросы конструирования и производства систем СВЧ, приемные устройства, методы усиления сигналов с малым уровнем шумов, применение газоразрядных приборов, измерение и стабилизация частоты, применение СВЧ в промышленности, в биологии и в медицине, ускорители заряженных частиц, вопросы связи на сверхвысоких частотах, распространение электромагнитных волн СВЧ, радиолокация и радионавигация, радиоастрономия.*

*Как и в первом томе, по каждому разделу даются многочисленные ссылки на научно-техническую литературу. Книга снабжена подробным предметным указателем и рассчитана на широкие круги научных работников, инженеров и студентов.*

---

## ОТ РЕДАКТОРА

Работа Харвея «Техника сверхвысоких частот» издается в 2 томах. В I томе были рассмотрены сверхвысокочастотные элементы и составные узлы. Во II томе анализируются комплексные узлы и подсистемы устройств, базирующихся на использовании техники СВЧ, в частности, антенные устройства, маломощные усилители высокой частоты, антенные переключатели различных типов и высокостабильные генераторы колебаний СВЧ. Излагаются также особенности технологии изготовления узлов и систем СВЧ.

Большое внимание уделяется вопросам применения техники СВЧ в биологии и медицине, при ядерных исследованиях, в радиолокации, радионавигации, радиосвязи и радиоастрономии, а также в промышленной технологии.

Во II томе приняты все обозначения, приведенные в начале I тома. Как и в I томе, в конце каждой главы, помимо перечня литературы на иностранных языках, приводятся литературные источники на русском языке, причем соответствующие источники в перечне иностранной литературы в этих случаях помечены звездочкой.

В конце II тома помещается предметный указатель, общий для обоих томов.

---



## ГЛАВА 14

### АНТЕННЫ

#### 14.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ

##### 14.1.1. Общие принципы

Любую антенну можно рассматривать как переход от линии передачи к свободному пространству [427, 443, 491, 527, 631, 757], **который, с одной стороны, является элементом цепи и обладает активным и реактивным сопротивлением, а с другой стороны, является либо излучателем, либо поглотителем электромагнитных волн.**

Назначение антенны как излучателя состоит в возбуждении электромагнитного поля в удаленной точке, и поэтому ее свойства определяются принципами дифракции Фраунгофера. Из обращения теоремы взаимности следует, что при соответствующей формулировке характеристики данной антенны, работающей на прием, будут такими же, как и при работе на передачу. Приемные антенны характеризуются эффективной поверхностью, определяемой соотношением [545, 687]

$$A_e = g_p \lambda^2 / 4\pi = \eta_A A. \quad (14.1)$$

Можно показать, что принимаемая антенной мощность равна потоку мощности, переносимому плоской волной с соответствующей поляризацией через площадку, равную эффективной поверхности антенны. Другой характеристикой антенны является ее сопротивление излучения, при помощи которого излучаемую или принимаемую антенной мощность можно выразить через ток на входе антенны [754, 756].

Для антенн диапазона сверхвысоких частот важной характеристикой является также направленность излучения. В связи с этим излучатель может представлять собой более сложное устройство,

нежели, скажем, простой диполь и под термином апертура будет пониматься распределение первичных источников в самом общем смысле [743].

Остронаправленные антенны можно разделить на два класса: синфазные антенны или антенны с боковым излучением и антенны бегущей волны или антенны с продольным излучением. Антенны с боковым излучением позволяют, вообще говоря, получить большее отношение коэффициента направленного действия к максимальному линейному размеру, нежели антенны с продольным излучением. Излучающую апертуру антенны можно сформировать из излучаемых источником сферических волн с помощью линз или зеркал, при этом импедансные характеристики питающего источника не будут зависеть от характеристик излучения антенны. В других случаях поле излучения может создаваться решеткой из элементарных излучателей. Решетка из  $N$  элементов, отстоящих друг от друга на расстоянии  $n\lambda$ , по которым текут токи одинаковой амплитуды, но с прогрессивной фазовой задержкой  $\varphi$ , будет иметь согласно разд. 13.1.1 множитель решетки

$$S = \sin \frac{1}{2} N [(2\pi n \cos \theta) - \varphi] / \sin \frac{1}{2} [(2\pi n \cos \theta) - \varphi], \quad (14.2)$$

где  $\theta$  — угол, измеряемой от оси решетки.

Показано [259, 378, 755], что можно создать любую диаграмму направленности с любым усилением и любым уровнем боковых лепестков. Расчет таких антенн с заданной диаграммой направленности представляет собой скорее задачу технического, нежели принципиального характера; при этом обычно используется тот факт, что апертурное распределение и диаграмма направленности по отношению друг к другу являются преобразованиями Фурье [363, 694]. Применяемый при этом метод суммирования [534] основан на том, что апертурное распределение, соответствующее сумме нескольких диаграмм направленности, равно векторной сумме распределений, соответствующих каждой диаграмме. Этот метод применяется как к излучающим апертурам [186, 467, 546], так и к излучающим структурам [215, 277, 485].

В антенных решетках задается распределение амплитуд и фаз токов в элементах. Например, распределение токов можно представлять в виде полиномов [410], что дает удобный метод расчета. Имеется ряд работ [80, 120, 376, 440, 466, 541, 661, 667, 700, 704], в которых даны различные методы анализа антенных решеток, в том числе многоэлементных [516]; много расчетных данных приведено в работах [183, 244, 740].

Более низкий уровень боковых лепестков, нежели в решетке с однородным распределением, имеет решетка, у которой коэффициенты полинома распределены по треугольному закону: 1, 2, ...,  $(n - 1)$ ,  $n$ ,  $(n - 1)$ , ..., 2, 1. Диаграмма направленности такой решетки выражается квадратом правой части уравнения (14.2), в котором надо удвоить масштаб по оси угла; первый боковой лепесток теперь имеет уровень на 26 дБ ниже максимума главного лепестка.

Другая решетка с неравномерным распределением описывается полиномом с биномиальными коэффициентами, например для четырехэлементной решетки относительные амплитуды токов будут равны:  $1 : 3 : 3 : 1$ . В решетке из  $N$  элементов относительная амплитуда тока в  $r$ -м элементе, если считать от любого конца решетки, равна  $N! / r!(N - r)!$ , где  $r = 0, 1, 2, 3, \dots$ . Когда расстояние между элементами не превосходит  $\lambda/2$ , диаграмма направленности такой решетки не имеет боковых лепестков, хотя главный лепесток получается широким.

Если небольшие боковые лепестки допустимы, то выгоднее использовать распределение по биномиальному закону более высокой степени с отброшенными малыми крайними коэффициентами. Например [5], решетка из восьми диполей при обычном биномиальном распределении имеет ширину диаграммы направленности  $\approx 31^\circ$  и КНД 4,8 по сравнению с  $17,5^\circ$  и 8,0 для равномерного распределения; если же взять восемь центральных членов в биномиальном распределении для  $N = 15$ , то получится ширина диаграммы направленности  $23^\circ$ , усиление 6,7 и боковые лепестки с уровнем, не превосходящим 27 дБ.

В некоторых случаях необходимы антенны, у которых уровень всех боковых лепестков одинаков; у таких антенн положение нулей диаграммы направленности на оси переменной ( $2\pi n \cos \theta$ ) —  $\varphi$  выражается [746] полиномом Чебышева  $T_n(x)$ . Относительная амплитуда боковых лепестков является функцией  $x$ ; имеется теория таких многоэлементных антенн [17, 114, 295, 608, 611]. Уровень боковых лепестков можно также уменьшить, если элементы решетки размещать на неодинаковых расстояниях друг от друга [603, 682, 684].

В обычной антенной решетке с продольным излучением фаза изменяется линейно вдоль длины решетки со скоростью  $360^\circ$  на длину волны.

На рис. 14.1, а показана диаграмма направленности решетки длиной  $10\lambda$ , которая состоит из одинаковых изотропных излучателей, расположенных достаточно близко друг к другу, так что решетку можно рассматривать как непрерывное распределение тока. Так как диаграмма направленности построена в функции  $\sin \theta$ , то нули будут находиться в равноотстоящих точках, когда  $\sin \theta = 0, 1; 0, 2; 0, 3$  и т. д. Диаграмму направленности антенны с продольным излучением можно рассматривать как результат смещения на  $+1$  диаграммы направленности эквивалентной решетки с боковым излучением за счет линейного набега фазы. Часть диаграммы направленности, соответствующая мнимым углам, для которых  $|\sin \theta| > 1$ , не имеет значения при рассмотрении действительной диаграммы излучения и она соответствует ближнему полю, т. е. реактивной составляющей полного сопротивления излучения

\* Если не оговорено противное, под шириной диаграммы направленности принимается ширина между точками половинной мощности.

антенны. Сравнение [184] различных линейных распределений фазы показало, что оптимальное значение КНД получается при таком сдвиге фаз между элементами, при котором на всей длине решетки возникнет дополнительный сдвиг в  $169^\circ$ . При этом, как видно на рис. 14.1, б, половина главного лепестка оказывается в области мнимых углов. Ширина главного лепестка реальной диаграммы направленности будет вдвое меньше, поскольку в области действительных углов, в которой  $\sin\theta < 1$ , находится лишь половина главного лепестка полной диаграммы.

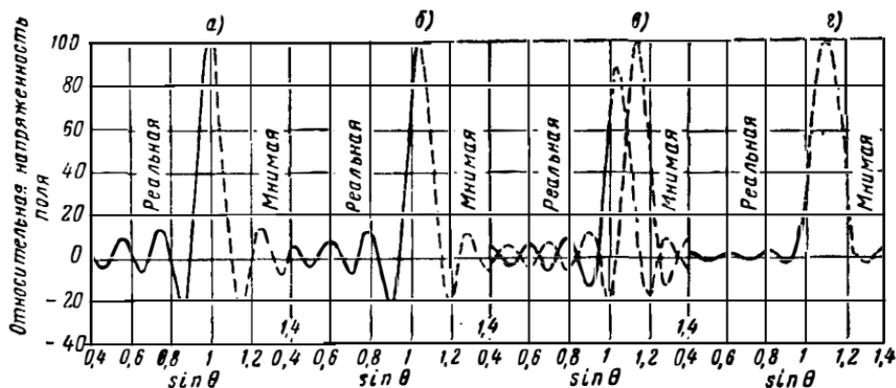


Рис. 14. 1. Диаграммы направленности антенн с продольным излучением. Части диаграмм, расположенные левее  $\sin\theta=0,4$  и правее  $\sin\theta=1,4$ , не показаны. Длина антенны равна  $10\lambda$ ; угол  $\theta$  отсчитывается от нормали к решетке; а—обычная решетка; б—с добавочным фазовым набегом порядка  $169^\circ$ ; в—две диаграммы направленности, взаимно компенсирующие боковые лепестки; г—результатирующая диаграмма направленности. (См. [172].)

Недостатком такого фазирования является то, что при этом возрастает уровень боковых лепестков, например уровень первого бокового лепестка возрастает с  $-6,6$  до  $-4,8$  дБ, а также то, что возрастает реактивная составляющая полного сопротивления антенны из-за сильного излучения частью главного лепестка в область мнимых углов. Полный ток, потребляемый такой решеткой, будет в 1,57 раз больше тока, потребляемого обычной решеткой, создающей такую же напряженность поля; при этом соответственно возрастают омические потери. Для уменьшения уровня боковых лепестков Говард [172] предложил складывать две диаграммы направленности, как показано на рис. 14.1, в. Амплитуды складываемых диаграмм направленности зависят от длины решетки и от углового положения боковых лепестков, которые необходимо полностью компенсировать.

На рис. 14.1, г показана результирующая диаграмма направленности, которая получается при отношении амплитуд складываемых распределений  $114/100$ . Уменьшение относительного уровня боковых лепестков достигается ценой увеличения тока на входе антенны в 5,4 раза.

## 14.1.2. Сверхнаправленные антенны

Направленность антенной решетки с продольным излучением можно увеличить, если путем соответствующего подбора относительных амплитуд и фаз токов расположить нули диаграммы направленности в равноотстоящих точках на оси ( $2\pi l \cos \theta$ )— $\varphi$ . Если затем увеличивать число элементов при одновременном уменьшении расстояний между ними так, чтобы полная длина решетки сохранялась постоянной, то можно получить бесконечно большую направленность.

Решетки с боковым излучением также можно сделать сверхнаправленными, если создать чебышевское апертурное распределение, обеспечивающее равноотстоящее положение нулей диаграммы направленности, и затем уменьшать расстояния между элементами. Например, можно сконструировать решетку с боковым излучением из пяти элементов длиной  $1/4\lambda$ , у которой ширина диаграммы направленности равна  $50^\circ$ , а уровень боковых лепестков равен  $-26$  дБ. Высокая направленность сверхнаправленных антенн [270, 378, 430, 486, 539, 547, 596, 597, 641] достигается благодаря использованию энергии, запасенной в области комплексных углов, и векторному сложению полей элементов, по которым текут сильные почти равные по величине и противофазные токи. В рассмотренной выше решетке эффективный ток составляет лишь  $1/500$  часть тока в центральном элементе, в случае же решетки из девяти элементов это отношение равно  $2 \cdot 10^{-9}$ . Поскольку реактивная энергия ближнего поля очень велика по сравнению с энергией, излучаемой за период колебаний, то такие антенны представляют собой узкополосные устройства с большим коэффициентом добротности  $Q$ . Так как сопротивление излучения таких антенн мало, то даже при небольшом омическом сопротивлении антенны это приводит к очень низким значениям КПД.

## 14.2. АНТЕННЫ С БОКОВЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

### 14.2.1. Элементарные излучатели

Электрические диполи, которые применяются в качестве излучателей лишь на ультракоротких волнах, в диапазоне СВЧ часто используются как первичные или элементарные излучатели. Распределение тока в диполе, входной импеданс и сопротивление излучения подробно изучены [247, 714], причем показано, что полосу пропускания диполя можно увеличить путем придания ему соответствующей формы, например вытянутого сфероида [245, 327, 515, 670, 701], петли [141, 142, 246, 681] и свернутой линии [162, 179, 385, 640, 698]. Дипольные излучатели можно возбуждать либо непосредственно от присоединенной коаксиальной линии, либо от волновода через петлевое соединение.

Магнитным аналогом [421] электрического диполя является прорезанная в проводящей плоскости щель, возбуждаемая направленным вдоль нее магнитным полем. Имеется связь между свойствами щелевых излучателей и электрических диполей, которая представляет собой обобщение [40] оптического принципа Бабинне. Например, если в стенке волновода прорезана щель, то у входной проводимости волновода изменяется как реактивная, так и активная составляющая, причем из последнего следует, что щель излучает. Если увеличивать длину щели, начиная от нуля, то, когда ее размер равен приблизительно  $1/2\lambda$ , реактивная проводимость изменяет знак, проходя через нуль, а активная проводимость достигает максимума, т. е. щель становится резонансной. Активная

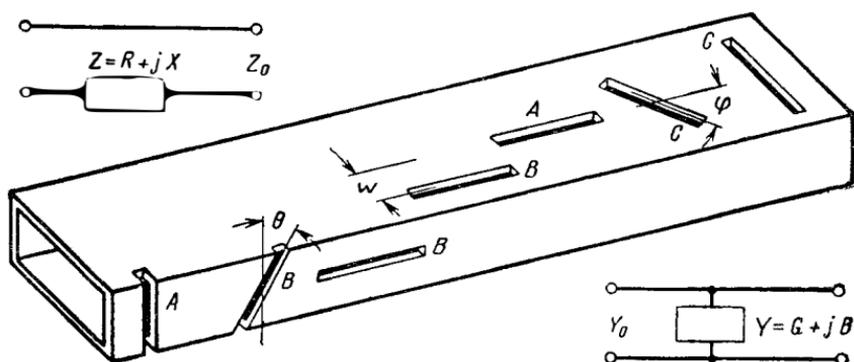


Рис. 14. 2. Излучающие щели в стенках прямоугольного волновода. Распространяется волна  $TE_{01}$ ; А — неизлучающие щели; В — шунтовые щели; С — последовательные щели.

проводимость зависит [501] от относительной интенсивности магнитного поля и, следовательно, от положения щели на стенке волновода. Щели используются [360] в диапазоне УКВ для получения излучения как с плоской [549], так и с круговой [429, 627] поляризацией.

Были исследованы излучающие характеристики щелей различной формы, находящихся на плоских пластинах [307, 504, 505], клиньях [506], на цилиндрах с круговым [15, 426, 428, 437, 497, 498, 502, 548] и эллиптическим [503, 528] сечением, а также на цилиндрах с диэлектрическим покрытием [507, 736] и гофрированной поверхностью [500]. В качестве элементарных излучателей [452] используются щели, прорезанные в стенках либо круглого [140, 279], либо, что чаще, прямоугольного [285, 332, 457, 511, 512, 638] волнопроводов, по которым распространяется волна основного вида.

На рис. 14.2 показаны различные типы щелей, прорезанных в стенках прямоугольного волновода. Шунтовые наклонные щели прорезаются в узкой стенке волновода под углом  $\theta$ , причем для того

чтобы щель была резонансной, обычно ее концы должны немного захватывать широкие стенки. Активная проводимость такой одиночной резонансной щели равна

$$\frac{G}{Y_0} = 2,1 \frac{a (\lambda/2a)^4}{b (1 - \lambda^2/4a^2)^{1/2}} \left\{ \frac{\sin \theta \cos \left[ \left( \frac{\pi}{2} \right) (1 - \lambda^2/4a^2)^{1/2} \sin \theta \right]}{1 - (1 - \lambda^2/4a^2)^{1/2} \sin^2 \theta} \right\}^2. \quad (14.3)$$

Шунтовая несимметрично расположенная щель прорезается в широкой стенке волновода и ее активная проводимость равна

$$\frac{G}{Y_0} = 2,1 \frac{a \cos^2 [(\pi/2) (1 - \lambda^2/4a^2)^{1/2}] \sin^2 (\pi\omega/a)}{b (1 - \lambda^2/4a^2)^{1/2}}. \quad (14.4)$$

Последовательная наклонная щель прорезается посередине широкой стенки под углом  $\varphi$  к оси волновода. Ее эквивалентная схема изображается последовательным активным сопротивлением, величина которого определяется уравнением

$$\frac{R}{Z_0} = 2,1 D^2 \frac{(\lambda/2a)^2 a \varphi^2}{(1 - \lambda^2/4a^2)^{1/2} b}, \quad (14.5)$$

где

$$D = \frac{\pi}{2} \sin \left[ \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{\lambda^2}{4a^2} \right)^{1/2} \right] - \frac{4a^2}{\lambda^2} \left( 1 - \frac{\lambda^2}{4a^2} \right)^{1/2} \cos \left[ \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{\lambda^2}{4a^2} \right)^{1/2} \right]. \quad (14.6)$$

В случае решетки, состоящей из нескольких щелей, необходимо учитывать их взаимное влияние [517]; для шунтовых наклонных щелей это взаимное влияние весьма существенно, так что уравнение (14.3) является лишь приближенным. При выводе уравнений (14.3)—(14.5) предполагалось, что стенки волновода являются бесконечно тонкими и в некоторых случаях необходима соответствующая модификация уравнений.

Комбинация из последовательных и шунтовых щелей обладает некоторыми специфическими свойствами. Крестообразно расположенные полуволновые щели, прорезанные в широкой стенке, излучают в направлении, перпендикулярном волноводу, волну с эллиптической поляризацией, которая в некоторых направлениях обращается в круговую. Пара отдельных щелей, расположенных на широкой стенке прямоугольного волновода в виде буквы Т, обладает следующим свойством: если активная проводимость шунтовой щели равна активному сопротивлению последовательной щели и численно они равны двум, то получается идеальное согласование с генератором, при котором вся энергия излучается через щели и не будет проходить далее в волновод независимо от нагрузки на его конце. Для регулирования связи щели с волноводом при помощи скользящих диафрагм создается регулируемое асимметричное ис-

кажение полей в волноводе [465]. С помощью намагниченных ферритовых вставок можно [422] управлять амплитудой и фазой поля, излучаемого щелью.

### 14.2.2. Линейные решетки

В качестве всенаправленных антенн применяются [184, 554, 744] кольцевые решетки из равноотстоящих одинаковых элементов. Было исследовано излучение диполей, расположенных на проводящем цилиндре [550], и разработана техника синтеза кольцевых антенных решеток [551]. Метод [552, 553] анализа кольцевых решеток из диполей был обобщен [89] для случая произвольных одинаковых элементов. Обычно в антеннах СВЧ используется щелевой круглый волновод, по которому распространяется волна  $TM_{01}$ ; всенаправленное излучение, но с повернутой на  $90^\circ$  поляризацией, получается, если использовать волну  $TE_{01}$ . Изучены также диаграммы направленности щелевых решеток, расположенных на эллиптическом цилиндре [529] и конусе [170].

Обычная линейная решетка представляет собой систему элементарных излучателей, расположенных вдоль питающей линии передачи, и имеет несимметричную диаграмму направленности, широкую в плоскости, перпендикулярной к оси решетки. Для работы в режиме бокового излучения элементы должны возбуждаться синфазно; кроме того, для исключения лепестков второго порядка расстояние между элементами должно быть заметно меньше длины волны. Такая антенна может состоять либо из системы диполей [110, 248, 685], либо из системы излучающих щелей. Для решетки из щелей, прорезанных в стенке прямоугольного волновода [512], указанные условия возбуждения выполняются при расположении щелей на расстоянии, приблизительно равном  $1/2\lambda_g$ . Необходимое попеременное изменение полярности возбуждения получается для шунтовых смещенных щелей за счет смещения в соответствующую сторону от средней линии, а для шунтовых наклонных щелей — за счет наклона в противоположных направлениях. Два типа таких решеток показаны на рис. 14.3.

В резонансной решетке щели располагаются точно на расстоянии  $1/2\lambda_g$  друг от друга, а короткозамыкатель находится на расстоянии  $1/2\lambda_g$  от конца щели. В этом случае все щели оказываются включенными параллельно и излучаемая щелью мощность будет пропорциональна ее проводимости. Таким образом, распределение проводимостей должно быть пропорционально заданному распределению мощности в решетке. Если активная проводимость всей решетки выбрана равной единице, то решетка будет согласованной, однако при отклонении частоты от расчетной резко возрастает входная реактивная проводимость. Например, если значение КСВН не должно превышать 1,4 при полосе пропускания 0,25%, то допустимо использовать решетку в  $25\lambda$ . Таким образом, резонансные решетки очень чувствительны к частоте, однако достоинством их

является излучение в направлении, нормальном к оси. Они находят применение в качестве коротких антенн.

Полосу частот можно значительно расширить, если электрическое расстояние между излучающими щелями выбрать несколько отличным от  $1/2\lambda_g$ , что приводит к нерезонансной решетке [482]. При этом импедансная диаграмма будет приближаться к стабильному циклу, для которого добавочная активная проводимость, вносимая элементами, компенсируется изменением электрического расстояния между этими элементами таким образом, что полная проводимость на диаграмме попадает в исходную точку. Величина

а) Шунтовые смещенные

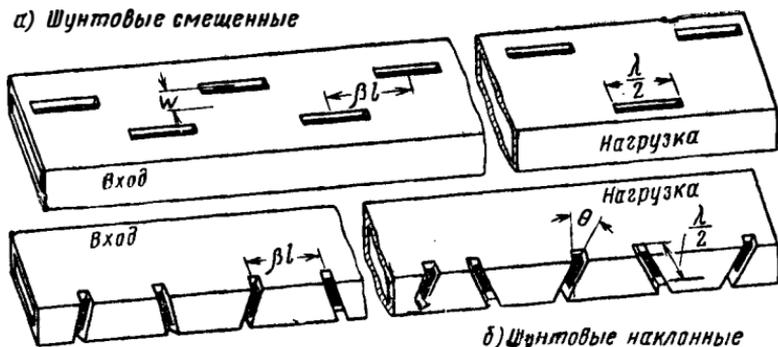


Рис. 14. 3. Линейные решетки из щелевых излучателей.

Оконечная нагрузка и значение  $\beta l$  выбираются в зависимости от вида решетки (резонансная или нерезонансная).

этой устойчивой полной проводимости оценивалась методом эквивалентной схемы [189], матричным методом [511] и методом замены решетки эквивалентной линией передачи с нагрузками [100]. Все эти методы показывают, что для получения точного согласования и соответствующих фазовых и амплитудных соотношений должно выполняться условие

$$\left(\frac{G_s}{Y_0}\right)^2 \csc^2 \beta l \leq 1, \quad (14.7)$$

где  $l$  — расстояние между элементами, а  $G_s$  — средняя активная проводимость щелей. Экспериментальные данные [158], показывающие, как изменяется сдвиг фаз между щелями и как изменяется характеристическая полная проводимость эквивалентной непрерывно нагруженной линии в зависимости от расстояния между элементами около резонанса, позволяют сделать заключение, что для практических расчетов приемлемо следующее условие:

$$\left(\frac{G_s}{Y_0}\right)^2 \csc^2 \beta l \leq 0,2. \quad (14.8)$$

Из этого условия следует, что максимальное значение КСВН будет равно 1,2 при величине  $\beta l$  около  $200^\circ$ . Такое отклонение фазо-

вого сдвига от  $180^\circ$  означает, что главный лепесток диаграммы направленности может заметно отклоняться от направления нормали.

Трудностей, связанных с согласованием в случае нерезонансной решетки, не возникает, но зато появляются трудности, обусловленные созданием заданного амплитудного распределения, поскольку возбуждение излучающих элементов происходит неодинаково. Имеется много способов получения заданного распределения; обычно используется способ неодинаковой связи элементов с возбуждающей линией, при котором первый элемент получает большую долю мощности, нежели последующий. Для этого, как показано на рис. 14.3, по мере продвижения к концу решетки шунтовые смещенные щели располагаются дальше от средней линии, а шунтовые наклонные щели наклоняются на больший угол. В таких решетках необходимо принимать меры для устранения отраженной волны, так как иначе с противоположной стороны нормали возникнет паразитный лепесток. Для его устранения обычно на конце решетки устанавливается согласованная нагрузка, у которой активная проводимость подбирается так, чтобы в ней поглощалось около 5% полной мощности. При изменении частоты эта поглощенная мощность несколько изменяется; например, в типичной 100-элементной линейной решетке из шунтовых наклонных щелей при изменении частоты на 2% доля поглощенной мощности возрастала от 5 до 8%.

Как у резонансных, так и у нерезонансных решеток направление луча диаграммы направленности зависит от частоты. Часто это бывает нежелательно, поэтому были предложены другие системы решеток [427], отличающиеся тем, что их возбуждение производится посредине. Такую систему можно рассматривать как совокупность двух частичных решеток, возбуждаемых с конца. Эти две решетки располагаются так, чтобы на рабочей частоте их суммарная диаграмма направленности представляла собой заданную диаграмму. При изменении частоты частичные диаграммы направленности смещаются в противоположных направлениях, а их суммарная диаграмма остается направленной вдоль нормали к решетке.

Для нерезонансных решеток, состоящих из щелей в волноводе, опубликованы [113, 178] полезные вспомогательные данные, которые представлены в удобном для расчета виде. Даны описания типичных образцов решеток, применяемых в корабельных радиолокаторах [62], на управляемых ракетах [523] и для связи [311]. Для работы на частоте 35 Гц была разработана [83] решетка с высокой разрешающей способностью, в которой использовался волновод с сечением  $0,7 \times 0,35$  см. Решетка имела длину 2,6 м и содержала 432 шунтовые наклонные щели, которые были прорезаны в стенке волновода толщиной всего лишь около 0,037 см; в решетке использовалось тейлоровское [466] распределение амплитуд, соответствующее диаграмме направленности с уровнем боковых лепестков —25 дБ. Величина КСВН антенны не превосходила 1,08 в полосе час-

тот 12%; ширина луча составляла  $14'$ , а уровень боковых лепестков был меньше —  $24 \text{ дб}$ . С помощью решеток из щелей с регулируемой связью можно создавать антенны с различными диаграммами направленности [465]. Кроме того, линейные антенны применяются [197] для излучения с переменной поляризацией, а применение специальной системы питания позволяет формировать сразу несколько независимых лучей [635, 678, 695].

Электромагнитные волны также излучаются на неоднородностях в направляющих структурах. Например, можно создать режим бокового излучения [323] для диэлектрического стержневого волновода, если вдоль его разместить диэлектрические диски с интервалом около  $\frac{1}{2}\lambda$ . Были проведены аналогичные исследования [122], в которых использовались металлические провода и кольца, причем для упрощения эксперимента применялась линия с зеркальным изображением, описанная в разд. 10.4.4. Решетка с боковым излучением из 12 элементов с распределением Дольфа — Чебышева с теоретическим уровнем боковых лепестков —  $20 \text{ дб}$ , формировала на частоте  $6,6 \text{ Гц}$  диаграмму направленности с шириной луча  $5,5^\circ$ ; измеренный уровень боковых лепестков находился в хорошем согласии с теоретическим.

### 14.2.3. Двухмерные решетки

Двухмерные щелевые решетки можно образовать, располагая параллельно ряд щелевых волноводов [512]. Несколько меньшие потери получаются [292], если прорезать систему щелей в широкой стенке волновода, по которому распространяется волна ТЕ высшего вида. Волновод с широким поперечным сечением возбуждается на одном конце с помощью другого поперечно расположенного волновода, в стенке которого прорезана линейная система щелей; на стенке типичного волновода с сечением  $9 \times 1 \text{ см}$  можно разместить решетку из  $4 \times 10$  щелей. У таких решеток имеется тенденция к появлению лучей второго порядка, которые в некоторых случаях можно устранить с помощью перегородок [269]. Узкая кольцевая щель в бесконечном плоском экране представляет собой один из видов дифракционных антенн.

Детально изучены [352, 555] колебания низшего вида с индексом  $n = 0$ , у которых электрическое поле в щели имеет радиальную составляющую и не зависит от азимутального угла. Можно также возбудить колебания высших видов, а с помощью системы кольцевых щелей получить как игольчатые диаграммы направленности с линейной и круговой поляризацией, так и веерообразные диаграммы направленности [166, 235, 636].

В некоторых случаях пределы применимости антенной решетки могут определяться временем, необходимым [135] для прохождения электромагнитной волны вдоль антенной решетки. Например, если длинная линейная решетка возбуждается с одного конца радиоимпульсом с крутыми фронтами, то элементы решетки будут начинать

возбуждаться последовательно и, следовательно, диаграмма направленности будет формироваться в течение некоторого времени. Очевидно, если длительность импульса сравнима с временем прохождения электромагнитной волны вдоль решетки, то угловая разрешающая способность будет отличаться от разрешающей способности при стационарной диаграмме направленности. При работе в режиме непрерывного излучения сигнал будет искажаться, если ширина полосы модуляции будет сравнима с величиной, обратной времени прохождения волны через решетку.

На характеристики антенны влияют неточности ее изготовления, поскольку они вносят случайные искажения в распределение поля в раскрыве. Эти случайные искажения уменьшают КНД антенны и увеличивают уровень боковых лепестков. Было проведено исследование [386, 399] таких неидеальных антенн, причем полагалось, что амплитуды искажений токов одинаковы, а фазы равновероятны. Эта работа была затем распространена [9] на случай, в котором предполагалось равенство относительных искажений токов. Далее были проанализированы [16, 333] физические причины случайных искажений токов; анализ проводился для случая дискретных апертурных распределений на частном примере резонансных решеток. Так как для прямоугольного волновода на частоте  $35 \text{ ГГц}$  отклонение расстояния между щелями от номинала на  $0,003 \text{ см}$  приводит к фазовой ошибке порядка  $1^\circ$ , то фрезерование щелей должно производиться весьма тщательно с помощью специальных приспособлений [83].

Анализ двухмерных решеток показал [130], что наиболее жесткие допуски накладываются на смещение положения излучающих элементов, а искажения величин токов имеют второстепенное значение. Показано [27], что неточности изготовления влияют главным образом на уровень боковых лепестков, а не на КНД, хотя могут иметь место и значительные ошибки в угловом положении луча [276, 388]. Случайные ошибки изготовления особенно существенны для сверхнаправленных антенн, где при не строгом соблюдении параметров возбуждения элементов и их положения требуемая диаграмма направленности может «расплываться» [163]. Таким образом, для каждой заданной точности изготовления имеется максимальное значение КНД, который могут иметь антенны заданного типа [733].

## 14.3. АНТЕННЫ С ПРОДОЛЬНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

### 14.3.1. Ускоряющие структуры

Если в стенке волновода щели распределены равномерно или периодически, то при определенных условиях бегущая внутри волновода волна будет излучаться во внешнее пространство на протяжении всего волновода. Такая «вытекающая» (leaky wave) волна [742] не является типовой [299]; ее фазовая скорость

вдоль структуры больше скорости света в свободном пространстве, а постоянная распространения в продольном направлении комплексна, что приводит к затуханию; в поперечном направлении ее фазовая постоянная также комплексна; это означает, что при распространении волны от структуры ее амплитуда возрастает.

Варьируя закон изменения вдоль оси, параллельной сечению волновода, и ширину щели, можно создавать различные апертурные распределения и, следовательно, можно создавать диаграммы направленности различных форм. Угол между направлением излучения и осью волновода приближенно равен

$$\theta \approx \arccos(\lambda/\lambda_g). \quad (14.9)$$

Было проведено исследование характеристик такой антенны [168], которое основывалось на представлении в виде эквивалентной схемы с распространением в поперечном направлении, после чего задача сводилась к задаче о резонансе, которая решалась методом теории возмущений.

Типичным примером антенны с равномерным распределением щелей является волновод с расположенной соответствующим образом

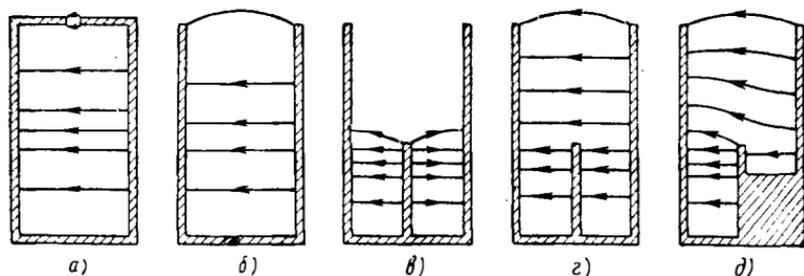


Рис. 14. 4. Линейные непрерывные антенны с вытекающей волной: а — продольная щель; б — желобной волновод; в — волна  $TE$  в желобном волноводе; г — волна  $TEM$  в желобном волноводе; д — несимметричный желобной волновод. (См [392].)

продольной щелью [195]; были сделаны расчеты для волноводов с прямоугольным [396] и круглым [185, 619] поперечным сечением. Имеется несколько практических конструкций [136, 137, 138, 454, 752], в том числе в виде цилиндра с диэлектрическим покрытием [207] и пары связанных волноводов [330]. В прямоугольном волноводе щель обычно прорезается в узкой стенке, как показано на рис. 14.4, а.

Существует два вида вытекающих волн, представляющих наибольший интерес; распределение поля в первом виде соответствует волне  $TE_{01}$  в регулярном волноводе, а распределение поля во втором виде соответствует волне  $TM_{11}$ . Так как этим волнам соответствуют различные граничные условия, то они описываются различны-

ми эквивалентными схемами с поперечным распространением [168]. В качестве примера можно отметить, что теоретически и экспериментально в волноводе с вытекающими волнами, имеющем поперечное сечение  $2,25 \times 1$  см и работающем на частоте 9,4 ГГц, при ширине щелей 0,00025, 0,0025 и 0,025 см затухание получается соответственно равным 7,6, 15,2 и 38 дБ/м. В предельном случае, когда ширина щели равна ширине узкой стенки волновода, получается так называемый желобной (канальный) излучатель [99, 390], изображенный на рис. 14.4, б.

Линейную антенну с вытекающей волной можно сконструировать в виде волновода, представляющего собой прямоугольный желоб

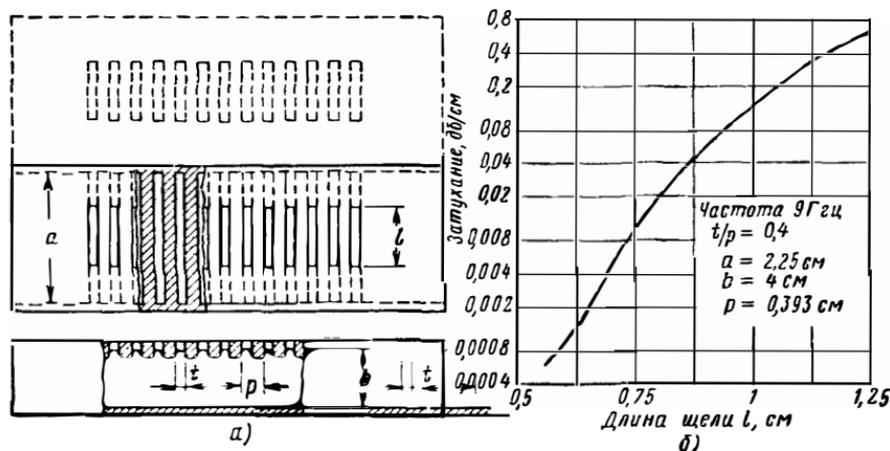


Рис. 14. 5. Антенна в виде гребневого волновода:

а — два расположенные рядом волновода, входящих в состав плоской антенной решетки;  
 б — зависимость затухания, обусловленного излучением, от длины щели. (См. [234].)

[391], в котором расположено центральное ребро. Если расстояние между боковыми стенками желоба меньше  $1/2\lambda$ , то возможно распространение двух различных волн. Во-первых, может распространяться волна ТЕ с симметричным распределением поля, которое показано на рис. 14.4, в; поле при удалении от ребра экспоненциально убывает и таким образом эта волна является неизлучаемой. Во-вторых, возможна волна ТЕМ, изображенная на рис. 14.4, г, у которой распределение поля антисимметрично относительно ребра; ее фазовая скорость близка к скорости в свободном пространстве и, кроме того, волна излучается через боковую апертуру желоба. Если в волновод ввести асимметрию, как показано на рис. 14.4, д, то будет происходить перекачка энергии от волны ТЕ к волне ТЕМ; на этой основе можно управлять [393] излучением с различных участков волновода.

Волноводы с периодически распределенными щелями утечки имеют такие же характеристики, как и антенны с равномерным распределением щелей, если на длину волны приходится большое

число малых апертур. Был исследован [168] случай близко расположенных круглых апертур, прорезанных в узкой стенке волновода, хотя на практике используются [208, 212] узкие нерезонансные поперечные щели в широкой стенке волновода. Коэффициент затухания в волноводе и фазовую постоянную можно изменять независимо, варьируя параметры волновода и щелей. В одной из современных антенн [453] для образования вытекающих волн использована коаксиальная линия передачи; внешний проводник, в котором прорезана щель, имеет прямоугольное поперечное сечение, а для того чтобы фазовая скорость была больше, чем в свободном пространстве, внутренний проводник имеет емкостную нагрузку.

Исследовались также гребневые волноводы [134, 234] и в том числе случаи, когда щели прорезаны в стенке гофрированного волновода, как показано на рис. 14.5, а, а также случай, когда щели занимают всю ширину широкой стенки с неравномерной толщиной, и случай, когда они имеют переменную длину. На рис. 14.5, б даны типичные характеристики структуры, у которой размеры подбирались так, чтобы при изменении длины щелей получилось непрерывное изменение затухания.

### 14.3.2. Замедляющие структуры

Для антенн с продольным излучением можно использовать направляющие структуры, по которым могут распространяться замедленные электромагнитные волны [116, 354, 521, 598, 599].

Линейная антенна в виде одиночного волновода имеет довольно широкий карандашный луч, а двухмерная антенна — веерообразный луч. Возможны несколько видов таких антенн, причем излучаемое ими поле можно разделить на три составляющих.

Первая составляющая — это излучение, идущее непосредственно от первичного излучателя, которое в некоторых случаях может играть полезную роль. В одной конструкции [90] мощность, излучаемая в пространство непосредственно первичным излучателем, составляет 23% полной мощности, подводимой к антенне; очевидно эта составляющая окажет влияние на результирующую диаграмму направленности антенны. Вторая составляющая — это излучение, происходящее на всем протяжении структуры. В работах [205, 298, 509] рассматривается следующий механизм такого излучения: в антенне создается волна, которая распространяется с фазовой скоростью, меньшей фазовой скорости плоской волны в свободном пространстве. Можно считать, что эта волна создается непрерывным распределением излучающих элементов, у которых фазовый сдвиг зависит от  $\lambda$  и  $\lambda_g$ .

Напряженность поля, излучаемого в направлении, составляющем с осью антенны угол  $\theta$ , равна

$$E_{\theta} = C \left[ \frac{\pi l}{\lambda} \left( \frac{\lambda}{\lambda_g} - \cos \theta \right) \right]^{-1} \sin \left[ \frac{\pi l}{\lambda} \left( \frac{\lambda}{\lambda_g} - \cos \theta \right) \right], \quad (14.10)$$

где  $C$  зависит от полной излучаемой мощности и дальности до точки наблюдения,  $l$  — длина структуры.

Однако обычно структура, несущая поверхностную волну, излучает на протяжении своей длины лишь когда она искривлена [18], неоднородна или имеет ряд неоднородностей в поверхностном реактивном сопротивлении [423].

Согласно уравнению (14.10) при увеличении длины структуры ширина луча должна постепенно уменьшаться. Однако на практи-

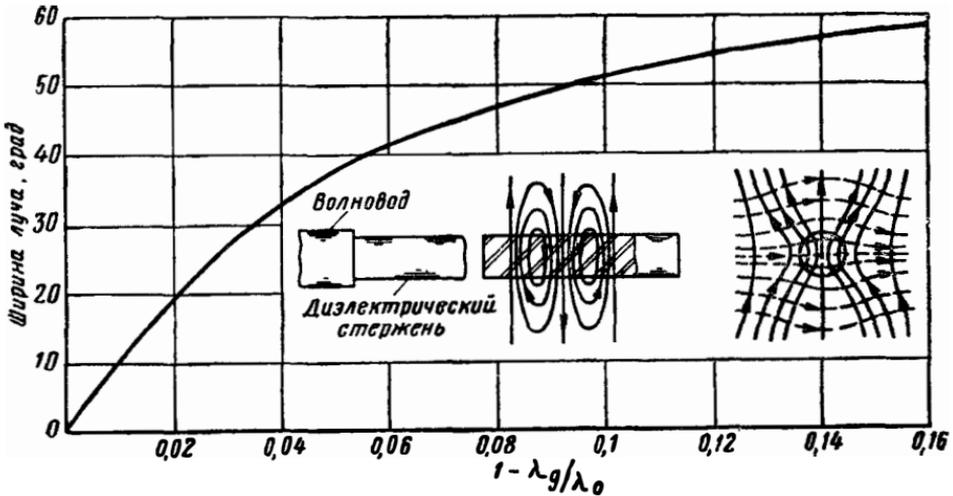


Рис. 14. 6. Излучение волны дипольного типа диэлектрическим стержнем  
 На рисунке показаны электрические силовые линии (сплошные линии) и магнитные силовые линии (пунктирные линии). График представляет зависимость ширины луча по уровню половинной амплитуды. (См. [54].)

ке для непрерывных структур эта закономерность не подтверждается и существует другое, более строгое решение [54], в котором существенную роль играет третья составляющая часть излучения, обусловленная резкой неоднородностью на конце структуры. При таком подходе считается, что структура, несущая поверхностную волну, распределяет поступающую в антенну энергию по площади излучающей апертуры, которая расположена в плоскости, проходящей через конец структуры перпендикулярно к ее оси. Таким образом, диаграмма направленности определяется поперечным распределением поля в направляемой поверхностной волне. Эта теория основана на физическом факте, согласно которому линия передачи не излучает непрерывно вдоль своей длины, а излучение происходит лишь на неоднородностях. Установлено, что экспериментальные результаты хорошо подтверждают предположение о таком механизме излучения.

Вдоль диэлектрических стержней могут распространяться поверхностные волны различных типов: если распространяется лишь волна дипольного типа с распределением поля, изображенным на

рис. 14.6, то диаграмма направленности излучения имеет один главный лепесток, направленный вдоль оси стержня [8, 142, 238, 322, 514]. Браун и Спектор [54] вычислили ширину луча по половинной амплитуде; на рис. 14.6 приведен график зависимости ширины луча от относительной разности между длинами волн в свободном пространстве и в направляющей структуре. Из графика видно, что ширина луча монотонно убывает, когда длина волны в структуре стремится к длине волны в свободном пространстве. Если считать, что непосредственно из облучателя излучается около 6% всей энергии, то для стержней диаметром 0,46λ и длинами 2λ, 4λ и 6λ диаграммы направленности будут иметь соответственно ширину 27°, 33° и 28°.

Достоинствами антенны в виде диэлектрического стержня являются широкая полоса пропускания и относительно малый уровень боковых лепестков. Опубликован ряд экспериментальных результатов [204, 293, 366, 367, 510, 520] и описаны практические конструкции [75, 76, 241, 243, 433, 435, 475]. Если стержень постепенно сужается [181], то на протяжении его длины имеет место заметное излучение и экспериментальные характеристики хорошо согласуются с теоретическими.

Диаграммы направленности с одним главным лепестком можно получить с помощью антенн в виде диэлектрических трубок [237], если толщина стенок достигает критической.

Поле излучения [192] с конца металлического стержня с диэлектрическим внешним покрытием можно регулировать путем изменения его диаметра и толщины или диэлектрической проницаемости покрытия. Типичная антенна длиной 10λ на частоте 9 Гц сформировала луч шириной около 30°. С помощью расширяющегося скоса на конце диаграмму направленности диэлектрической стержневой антенны можно расширить на всю полусферу; при возбуждении волной с круговой поляризацией получается излучатель, изотропный в полусфере [169]. Полезные явления могут быть получены с помощью намагниченных ферритов. Эксперименты [7], проведенные на частоте 9,4 Гц, показали, что путем наложения продольного магнитного поля на ферритовый стержень, выступающий из открытого конца круглого волновода, диаграмму направленности такой штыревой антенны можно значительно изменять, причем эффект обладает цилиндрической симметрией.

В качестве антенны с продольным излучением часто используется решетка Уда-Яги [484, 536, 537], которая, как показано на рис. 14.7, а, состоит из одной возбуждающей антенны и системы пассивных параллельных элементов, расположенных в одной плоскости. Направляющие элементы (директоры), которые расположены относительно возбуждающего элемента в направлении распространения излучаемой волны, имеют длину, несколько меньшую, чем  $\frac{1}{2}\lambda$ , поэтому токи в них опережают э. д. с. по фазе, и, наоборот, отражающие элементы (рефлекторы), которые расположены с другой стороны возбуждающего элемента, имеют длину, несколько большую, чем  $\frac{1}{2}\lambda$ , и токи в них отстают по фазе от наводимых э. д. с. Обычно

используется один, иногда два, рефлектора, в то время как число директоров может достигать 40, в зависимости от требуемой ширины луча и коэффициента усиления. Параметры антенны можно рассчитать лишь для коротких решеток [508]; для случая большого числа элементов расчет, если не делается допущения о равенстве токов [559, 560], затруднителен. Получены выражения [371] для случая бесконечного числа элементов, что соответствует полосе поверхностного тока, фаза которого изменяется вдоль направления, перпендикулярного к направлению тока.

На рис. 14.7, б изображена диаграмма направленности решетки с 30 директорами на частоте 600 Мгц, измеренная Фишдендом и Виб-

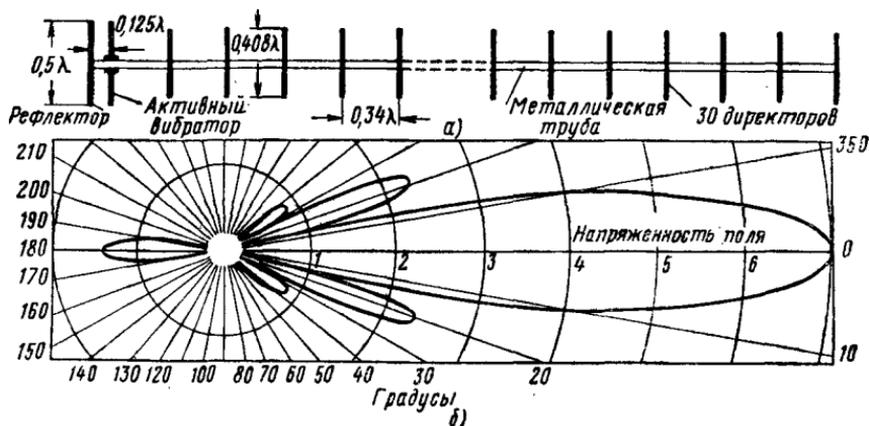


Рис. 14. 7. Антенна с продольным излучением типа Уда-Яги на частоте 600 Мгц. Возбудителем является симметричный резонансный диполь:

а — расположение элементов антенны; б — диаграмма направленности в плоскости излучателей. (См. [143].)

лином [143]. В другой антенне [4] типа Яги на той же частоте в качестве рефлектора использовалась полукруглая цилиндрическая полоса и имелись восемь директоров. Было найдено, что оптимальная длина директора равна  $0,4\lambda$ , причем первый директор располагался на расстоянии  $0,2\lambda$  от возбуждающего диполя, а остальные — с интервалом  $0,32\lambda$ ; ширина диаграммы направленности составляла  $40^\circ$ , максимальный уровень боковых лепестков равнялся —  $6,4$  дб. Если на переднем краю решетки поместить плоское зеркало, то направление главного лепестка диаграммы направленности можно изменить на противоположное [690, 691]; при этом эффективная длина решетки удвоится, а КНД соответственно возрастет.

Первоначальные представления [443], согласно которым антенна Яги рассматривалась как направляющая структура, были в дальнейшем дополнены [129, 446] расчетами фазовой скорости вдоль решетки, с помощью которых были получены численные результаты [419]. Если антенна рассчитана на максимальное усиление, то уровень боковых лепестков составляет —  $9,32$  дб при любой длине ре-

шетки. Если же значения фазовой скорости падают вдоль длины решетки, то уровень боковых лепестков может быть уменьшен без потери усиления. Например, решетка длиной  $6\lambda$  на частоте  $3 \text{ Гц}$  при одинаковой длине директоров  $0,352\lambda$ , расположенных через  $0,15\lambda$ , имела фазовую скорость  $0,923c$ ; после введения спадающего распределения длин директоров до  $0,298\lambda$  на открытом конце, уровень боковых лепестков в плоскостях  $E$  и  $H$  составлял соответственно  $-16,6$  и  $-13,6 \text{ дБ}$ .

Решетка Яги длиной  $10\lambda$  [373] на частоте  $1 \text{ Гц}$  имела КНД около  $12 \text{ дБ}$  в полосе частот  $2:1$ ; возбуждение производилось с помощью двухпроводной линии, которая постепенно раскрывалась до V-образной формы. Одна новая конструкция антенны с продольным излучением [434] представляет собой длинный металлический стержень с укрепленными на нем разнесенными проводящими дисками, диаметры которых изменяются ступенями, образуя плоские неоднородности; амплитуда излучения определяется величиной неоднородности, а фаза — электрическими длинами отрезков направляющей структуры, которые разделяют неоднородности. Такая «сигарообразная» антенна для частоты  $180 \text{ МГц}$  имеет [436] длину  $42 \text{ м}$ , а диаметры дисков изменяются от  $60$  до  $40 \text{ см}$ ; входной КСВН не превосходил  $1,15$  в полосе частот  $12 \text{ МГц}$ , усиление составляло  $22 \text{ дБ}$ . Аналогичные широкополосные свойства были получены [296] на частоте  $1,2 \text{ Гц}$  у антенны, состоящей из элементов в виде скрещенных стержней. К антеннам такого типа с замедляющей структурой относятся также антенна типа «сороконожка» [374] и желобной волновод с гофрированным ребром [373].

Замедляющей структурой, удобной для использования в антеннах с продольным излучением, является проволочная спираль [261, 263, 265, 266], поскольку распределение в ней тока соответствует условиям максимального КНД в широкой полосе частот. При теоретических исследованиях характеристик излучения спирали [251, 258] использовалось представление составляющих полей с помощью векторного потенциала, хотя для спирали с эллиптическим поперечным сечением применялся другой подход [530]. Различные волны [294, 314, 342], которые могут распространяться вдоль спирали, обуславливают различные режимы излучения. Обозначения геометрических размеров спирали показаны на рис. 14.8, а; при  $l \ll \lambda$  имеет место распространение вида волны наименьшего порядка. Области с положительным и отрицательным направлениями тока разделены большим количеством витков, и угловая зависимость отсутствует.

В случае короткой спирали ток синфазен по всей ее длине и имеет место режим бокового излучения, как показано на рис. 14.8, б. Спираль можно рассматривать [518] как комбинацию одновитковых петель и линейных проводников; если  $E_\theta$ ,  $E_\varphi$  представляют электрические поля в дальней зоне, обусловленные соответственно такими диполями и петлями, то

$$E_\theta/E_\varphi = \rho\lambda/2\pi^2 r_h^2. \quad (14.11)$$

Так как обычно присутствуют обе компоненты  $E_\theta$  и  $E_\varphi$ , которые находятся в квадратуре, то излучение имеет эллиптическую поляризацию. Если либо  $E_\theta$ , либо  $E_\varphi$  равно нулю, то излучение будет поляризовано линейно, а при  $E_\theta = E_\varphi$  оно будет иметь во всех пространственных направлениях круговую поляризацию.

Размеры спирали удобно изображать с помощью приведенной на рис. 14.8, *в* диаграммы, по одной оси которой отложена длина окружности, а по другой — шаг спирали; режиму бокового излучения на диаграмме соответствует область вблизи начала координат.

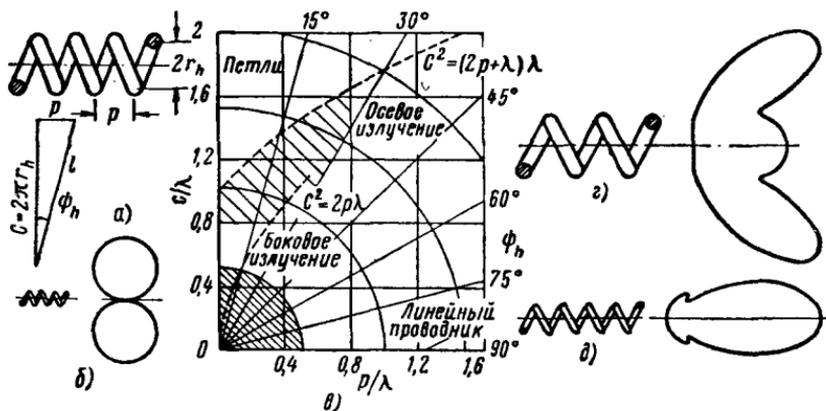


Рис. 14. 8. Характеристики спиральных антенн:

*а* — геометрия излучающей спирали; *б* — боковое излучение; *в* — диаграмма режимов работы; *г* — коническое излучение; *д* — продольное излучение. (См. [264].)

При  $l > \lambda$  имеет место излучение с конической диаграммой направленности, показанной на рис. 14.8, *г*, однако чаще используется спираль, у которой  $l \simeq \lambda$ ; при этом расстояние между соседними областями максимального положительного и максимального отрицательного тока равно приблизительно половине длины витка, так что диаграмма направленности имеет главный лепесток в осевом направлении [262], как показано на рис. 14.8, *д*.

Если считать, что диаграмма направленности одного витка равна  $\cos \varphi$ , то полная нормированная диаграмма направленности для спирали в режиме осевого излучения имеет вид [264]

$$E_\theta = \sin \left( \frac{\pi}{2N} \right) \frac{\sin (N\theta/2)}{\sin (\theta/2)} \cos \varphi, \quad (14.12)$$

где  $N$  — число витков; максимальная направленность получается при условии, когда

$$\theta = 2\pi \left[ (p/\lambda) (1 - \cos \varphi) + (1/2N) \right]. \quad (14.13)$$

Первый член в уравнении (14.12) является нормирующим множителем, выбранным из условия, чтобы максимальное значение равнялось единице, а второй член — множитель решетки. Имеется

следующая эмпирическая формула для ширины диаграммы направленности

$$\theta_b = 0,91 [(2\pi r_h/\lambda)(N_p/\lambda)^{1/2}]^{-1}, \quad (14.14)$$

при этом КНД будет

$$g_p = 15N(p/\lambda)(2\pi r_h/\lambda)^2. \quad (14.15)$$

Если обозначить

$$K = (l/\lambda) [\sin \psi_h - (c/v_p)], \quad (14.16)$$

то можно показать, что поле на оси спирали равно

$$E_x = E_t (e^{-j2\pi NK} - 1) / (K^2 - 1), \quad (14.17)$$

$$E_y = KE_t (e^{-j2\pi NK} - 1) / j(K^2 - 1), \quad (14.18)$$

где  $E_t$  — полное поле. Отношение составляющих вдоль осей  $x$  и  $y$  равно  $j/K$  и, следовательно, для круговой поляризации на оси спирали, состоящей из целого числа витков,  $K$  должно равняться  $\pm 1$ . Так как  $\sin \psi_h \leq 1$  и  $v_p \leq c$ , то  $K$  должен быть равен  $-1$ . Если  $v_p = c$ , то условие круговой поляризации имеет вид  $l - p = \lambda$ . Когда  $K \neq 1$ , отношение составляющих поля на оси будет равно  $(2N + 1)/2N$ . Приведенные соотношения применимы лишь к спиральям, у которых  $12^\circ < \psi_h < 15^\circ$ ,  $3/4 < (2\pi r_h/h) < 4/3$  и  $N > 3$ .

При малых  $N$  отношение компонент поля на оси и значение входного КСВН становятся весьма большими; это может вызываться отражениями [450], которые можно исключить, если нагрузить [348] спираль небольшой катушкой. Без оконечной нагрузки осевое излучение можно получить даже у спиралей, имеющих всего лишь 1,25 витка, однако ширина полосы частот, в которой для осевого направления отношение составляющих не превосходит заданной величины, с уменьшением числа витков также убывает. Одновитковая спираль дает [190] линейно поляризованный главный лепесток, который при введении поглощающей оконечной нагрузки становится поляризованным по кругу. Вообще говоря, нагрузка спирали в режиме осевого излучения является почти чисто активной [164], величина которой лежит между 100 и 200 *ом*. Выходное сопротивление аксиально излучающей спирали, смонтированной над плоской землей, в пределах приведенных выше ограничений будет равно  $280\pi r_h/\lambda$  *ом* с ошибкой  $\pm 20\%$ .

Много практических данных [63, 188] по спиральным антеннам имеется для частот ниже 400 *Мгц*, однако проведены расчетные исследования [220] и для частот 3 и 9 *Ггц*. Например, одна из конструкций на частоте 3 *Ггц* имела 6 витков диаметром 3,1 *см* с шагом 2,0 *см*, намотанных из медной проволоки диаметром 2,7 *мм* и укрепленных на плоской металлической пластине; ширина диаграммы направле-

ности составляла около  $50^\circ$ , что хорошо соответствовало расчетному значению; поляризация была в основном круговая. Диаграмма направленности спиральной антенны стабильна в широкой полосе частот; например, спираль с постепенно изменяющимся диаметром отдельных витков имела рабочий диапазон частот 120—450 *Мгц* [74]; начальный диаметр равнялся 60 *см*, а через 10 витков, осевая длина которых составляла 112 *см*, диаметр уменьшался до 20 *см*; точка возбуждения находилась в вершине. Было показано [473], что размеры проводника слабо влияют на характеристики излучения. Спирали с изменяющимся диаметром и изменяющимся шагом применялись [450] для частот от 1 до 3 *Ггц*; в ряде других устройств [629, 650] использовалась ромбическая антенна, в плечах которой располагались спирали [416].

Антенна в виде плоской или зигзагообразной спирали [102] формирует резкий главный осевой лепесток при малом уровне бокового и заднего излучения. Например, одна из спиралей [417], работающая на частоте 3,6 *Ггц* с углом намотки  $20^\circ$  и электрической длиной 1,37 $\lambda$ , имела ширину диаграммы направленности около  $22^\circ$  в плоскости *E* и около  $28^\circ$  в плоскости *H*; относительные уровни боковых лепестков в плоскостях *E* и *H* составляют соответственно — 10,5 и — 17,5 *дб*. Диаграмма направленности оставалась стабильной в диапазоне частот  $\pm 5\%$ . В проволочной антенне типа «сэндвич» [392, 750] плоская спираль располагалась между двух внешних заземленных проводов.

### 14.3.3. Частотно-независимые антенны

Показано [395], что если геометрическая форма антенны определяется лишь угловыми величинами, то ее характеристики не должны зависеть от частоты. Практические конструкции, разумеется, имеют конечные размеры и таким образом необходимо производить оценку, насколько близки характеристики данной антенны к характеристикам бесконечной системы. Входное сопротивление и диаграмма направленности не должны изменяться в полосе частот, например, порядка 20 : 1.

К таким широкополосным антеннам относятся диско-конусная антенна [225] и коническая спираль [26, 74, 450, 561]. Однако прежде всего следует указать на антенну с практическими размерами, у которой характеристики приближаются к характеристикам бесконечной структуры. Такой антенной является равноугольная спираль [105, 630, 668, 735]; в качестве примера отметим, что указанная антенна [124] имела хорошие характеристики излучения в диапазоне частот от 595 *Мгц* до 12 *Ггц*. Для получения однолепестковой диаграммы направленности в направлении вершины спираль можно намотать на поверхность конуса [125], при этом сохраняются присущие плоской спирали круговая поляризация и независимость от частоты. Пара противоположно навитых спиралей, которые одинаково возбуждаются, будет создавать поле с линейной поляриза-

цией [224]. Диаграмма направленности конической формы [610, 664] получается с помощью антенны, имеющей более двух спиральных плеч, которые для подавления осевого излучения соединяются симметрично.

В другом методе [118] построения антенн с очень широкой полосой конструируется система, у которой характеристики являются периодической функцией логарифма частоты. Если при этом характеристики антенны мало меняются за один период, то получается антенна с характеристиками, фактически не зависящими от частоты. Если антенна состоит из резонансных элементов, то резонансы надо разносить таким образом, чтобы при изменении частоты резонансная кривая одного элемента плавно переходила в кривую следующего. В случае решетки из одинаковых дискретных элементов их физические размеры должны быть последовательно подобраны таким образом, чтобы весь заданный частотный диапазон перекрывался суммой частотных диапазонов элементов.

Такие структуры могут быть использованы как в качестве основных излучателей, так и в качестве облучателей [119, 563] для антенн апертурного типа. Одна логарифмически-периодическая антенна [118] сконструирована из металлических листов с неоднородностями в виде зубцов, соединенных с треугольными проводящими полосами; в других конструкциях [117] используются как плоские, так и неплоские проводники трапециoidalной формы. В плоских решетках из расположенных рядом диполей длина и расстояние между элементами изменяются по логарифмическому закону [214]. Поскольку волна в питающем фидере быстро затухает, то решетка ограниченной длины может иметь характеристики, близкие к характеристикам бесконечной решетки. Решетка из 15 элементов имела усиление свыше 9 дБ и отношение уровней переднего и заднего излучения лучше 17 дБ в полосе частот 43% с центром на частоте 1,4 Гц. Другим вариантом является зигзагообразная структура [689]. Движение энергии в частотно-независимых антеннах в направлении точки возбуждения объясняется [615] с помощью пространственных гармоник; существование таких волн было продемонстрировано экспериментально [710].

#### 14.3.4. Поверхностные излучатели

Диаграммы направленности продольного излучения, узкие в одной плоскости, можно получить с помощью решеток из таких элементов [621], как диэлектрические стержни [707], ребристые волноводы, спирали [224, 620] и логарифмически-периодические структуры [562]. Аналогичные диаграммы направленности можно также получить с помощью таких поверхностных структур, как диэлектрические пластины [61, 368, 558, 625], которые можно сделать излучающими [128, 132] путем введения малых неоднородностей в виде выпуклостей, либо в виде изменений поперечного сечения [606].

В антенне с вытекающей волной была использована [200] индуктивная сетка, расположенная над проводящим листом. Излучатели с гофрированной поверхностью [131, 372, 557] могут иметь постепенно убывающую по длине глубину канавок, так что скорость распространения волны будет увеличиваться, а поле простирается все дальше от поверхности; по существу здесь происходит трансформация направляемой волны в волну, распространяющуюся в свободном пространстве.

Как следовало ожидать, диаграмма направленности направляющей поверхности [649] состоит из лепестков, чередующихся с нулями, которые могут заполняться при небольшом искривлении излучающей поверхности. Показано [133], что если гофрированную поверхность длиной  $10\lambda$ , шириной  $3^{1/2}\lambda$  изогнуть с радиусом кривизны около  $50\lambda$ , то при работе на частоте  $3 \text{ Гц}$  уровень в области первого нуля возрастает на  $16 \text{ дБ}$ ; области последующих нулей заполняются в меньшей степени.

В другой антенне бегущей волны [146] цилиндрической формы элементы возбуждаются напряжением с равными амплитудами и с непрерывно нарастающей фазой. Если плоский диск с кольцевыми гофрами или диэлектрическим слоем возбуждать из центра, то получится антенна с «продольным» излучением, имеющая всенаправленную по азимуту диаграмму [218]. При сферическом изгибании антенны ее характеристики улучшаются [133]. Одна такая антенна [353] представляет сферическую выпуклую чашу радиуса  $62,5 \text{ см}$ , имеющую гофры, глубина которых постепенно уменьшалась от  $1,5 \text{ мм}$  около возбуждающей апертуры до нуля на краю. Ширина диаграммы направленности по углу места равна приблизительно  $50^\circ$ , а входной КСВН был лучше  $1,2$  в диапазоне частот  $8,2\text{—}10,0 \text{ Гц}$ . Работа с двумя поляризациями возможна при использовании диэлектрической пластины, покрывающей гофрированную поверхность, например, как показано на рис. 10.20.

Существенные успехи достигнуты в синтезировании диаграмм направленности с помощью модулированных замедляющих структур [468], в которых при распространении волны вдоль поверхности фаза и (или) амплитуда изменяются. Исследование показало, что с помощью модулированных медленных волн можно получить очень большое усиление при продольном излучении и формировать лучи, наклоненные под произвольным углом к поверхности. Были вычислены [337] диаграммы направленности для прямоугольного однородного по толщине бруска, расположенного на проводящем слое, у которого диэлектрическая и (или) магнитная проницаемости медленно изменяются по синусоидальному закону вдоль направления распространения. Показано, что более широкие возможности управления характеристиками диаграммы направленности можно получить методом модуляции комбинациями гармоник [616].

14.4.1. Линзы

Широко употребляемой антенной апертурного типа является аналог оптической линзы. Сверхвысокочастотные линзы, использовавшиеся Лоджем [288, 289] в 1889 г., были изготовлены из смолы; в настоящее время для этой цели имеется много естественных и искусственных диэлектриков с низкими потерями. В случае искусственных диэлектриков показатель преломления может быть как больше, так и меньше единицы (см. разд. 13.2). Поверхности линз

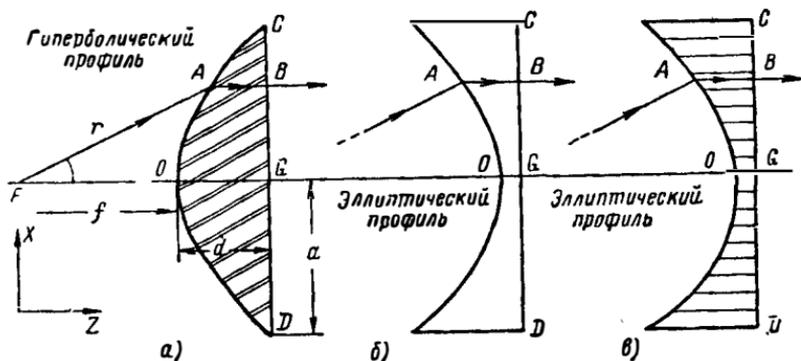


Рис. 14. 9. Расчет профилей линз:

$a - n > 1$  с плоской задней поверхностью; б —  $n < 1$ , направление лучей определяется законом Снеллиуса; в —  $n < 1$ , направление лучей определяется металлическими перегородками.

в зависимости от требуемых свойств могут быть обе плоскими, либо одна из них или обе изогнутыми. Было проведено большое количество разработок таких сверхвысокочастотных линз [55, 57, 126, 147, 161, 210, 302, 456] и, вообще говоря, технологические допуски при их изготовлении легко выдерживаются [424].

На рис. 14.9,а показана типичная линза с показателем преломления  $n$ , большим единицы. С излучающей стороны она плоская и таким образом имеет одну изогнутую преломляющую поверхность со стороны облучателя [252, 253]. Помещая точечный источник в точку  $F$  и обозначая фокусное расстояние через  $f$ , можно по геометрической оптике вычислить профиль линзы. Чтобы на поверхности  $CD$  фаза была постоянна, оптическая длина луча, проходящего через произвольную точку  $A$ , должна равняться оптической длине осевого луча, т. е.

$$FA + n \cdot AB = FO + n \cdot OG. \quad (14.19)$$

Обозначая длину  $FA$  через  $r$ , а угол  $AFO$  через  $\theta$ , получим соотношение

$$r = (n - 1) f / (n \cos \theta - 1), \quad (14.20)$$

которое является уравнением гиперболы с фокусом в точке  $F$  и эксцентриситетом  $n$ . Асимптоты образуют с осью угол  $\theta'$ , равный

$$\theta' = \arccos\left(\frac{1}{n}\right). \quad (14.21)$$

На рис. 14.9, б показана линза [254, 401] с  $n < 1$ . Ее профиль описывается уравнением

$$r = f(1 - n)(1 - n \cos \theta)^{-1}, \quad (14.22)$$

которое представляет собой уравнение эллипса.

В изображенной на рис. 14.9, в решетчатой линзе лучи могут проходить через линзу лишь параллельно ее оси [320, 321], хотя профиль линзы описывается уравнением (14.22). Такая линза решет-

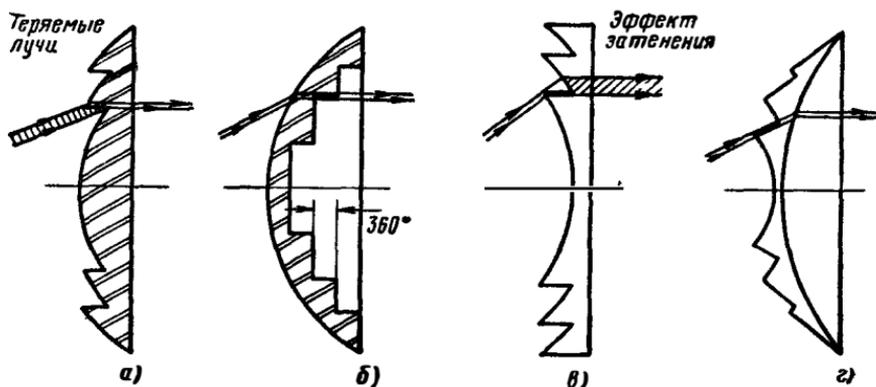


Рис. 14. 10. Зонирование линз.

Соседние лучи изображены для наглядности несколько разнесенными; а —  $n > 1$ , показан эффект потери лучей; б —  $n > 1$ , при зонировании непреломляющей поверхности потери лучей не происходит; в —  $n < 1$ , показан эффект затенения; г —  $n < 1$ , изгибание задней поверхности уничтожает затенение.

чатого типа может формировать луч с круговой поляризацией с помощью четвертьволновой пластины [174]. Облучатель имеет линейную поляризацию, ориентированную под углом  $45^\circ$ , так что между ортогональными составляющими возникает фазовый сдвиг  $90^\circ$ . Такое устройство по частоте является относительно узкополосным.

Толщина и вес сверхвысокочастотных линз могут быть уменьшены путем разбивки на зоны, в которых длина хода лучей отличается на целое число длин волн. На практике разности длин хода составляют около одной длины волны и таким образом физическая длина луча через линзу уменьшается на  $1/(1 - n)$  длин волн на каждую ступеньку.

На рис. 14.10, а и в изображены примеры соответственно для случаев  $n > 1$  и  $n < 1$ , которые можно рассматривать как зональные пластинки с фазовой коррекцией. Максимальная толщина зонированной линзы приблизительно равна либо  $\lambda/(n - 1)$ , либо  $\lambda/(1 - n)$ ,

смотря какой случай имеет место:  $n > 1$ , или  $n < 1$ . Зонирование уменьшает полосу пропускания линзы из твердого диэлектрика, но в случае металло-пластинчатой линзы может быть получено улучшение вследствие частичной компенсации зависимости  $n$  от частоты. Кроме того, зонирование приводит к потере части лучей, попадающих на боковые граничные поверхности зон, а также к появлению затенения, вследствие чего могут возникать добавочные боковые лепестки [85, 158, 257, 569]. Влияние затенения можно уменьшить, придавая линзе ступенчатую форму, как показано на рис. 14.10, б, но это приводит к неудобной форме поверхности.

На рис. 14.10, г показана соответствующая модификация зонированной преломляющей поверхности [157]. Такие методы модификации формы поверхности линзы не дают идеальных результатов, поскольку при этом получают волны, которые распространяются параллельно ступеньке, что приводит к изменению скорости распространения для некоторых лучей.

В сверхвысокочастотных линзах, так же, как и в их оптических аналогах, имеет место отражение от поверхности. Уменьшить такие отражения как в случае твердого естественного, так и искусственного диэлектриков можно с помощью различных способов согласования, описанных в разд. 13.1. Отражения можно также уменьшить либо смещением облучателя, либо смещением в осевом направлении одной половины линзы на  $1/4\lambda$  относительно другой половины. В металло-пластинчатых линзах из-за дисперсии в волноводе возникает хроматическая аберрация. Частотные свойства могут быть улучшены [356], если в линзе используется гребневой волновод. Требуемые свойства получают при периодической нагрузке гребня щелями и возможно при помещении над гребнем небольшой диэлектрической пластины. Кроме того, путем «ступенчатого» изменения эффективного показателя преломления можно получить «зонированную» линзу постоянной толщины.

В качестве сверхвысокочастотной линзы была рассмотрена [11, 31] диэлектрическая сфера; наличие среды с переменным показателем преломления позволило практически осуществить линзу Максвелла типа «рыбий глаз»; пример такой плоской линзы показан на рис. 14.11, а. Если зависимость показателя преломления от радиуса имеет вид

$$n = n_0 [1 + (r/r_0)^2]^{-1}, \quad (14.23)$$

где  $n_0$  — значение  $n$  в центре линзы, то изображением точки, лежащей на ее поверхности, будет диаметрально противоположная точка. Из симметрии следует, что от половины такой линзы получится параллельный пучок. Если в металло-воздушной системе одна пластина плоская, а другая искривленная, то из уравнения

(14.23) и выражения для показателя преломления получается следующее уравнение для профиля искривленной пластины:

$$a = \frac{\lambda}{2} \left[ 1 - \frac{n_0^2}{(1+r^2/r_0^2)^2} \right]^{-1/2}, \quad (14.24)$$

где  $a$  — расстояние между пластинами.

Другая линза, которая может быть как двух-, так и трехмерной, базируется на сверхвысокочастотном аналоге теоремы Лüneберга

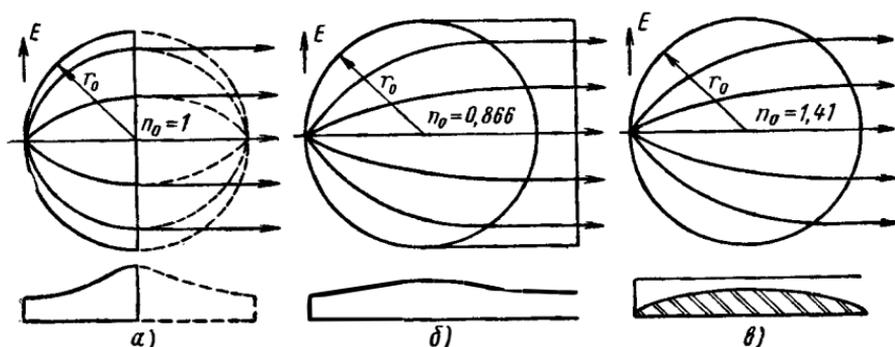


Рис. 14. 11. Модифицированные линзы с параллельными пластинами: а — половина линзы Максвелла «рыбий глаз»; б — линза Лüneберга; в — линза с диэлектрическим диском. (См. [221, 112].)

[290], которая утверждает, что цилиндр радиуса  $r_0$ , в котором показатель преломления изменяется по закону

$$n = n_0 (2 - r^2/r_0^2)^{1/2}, \quad (14.25)$$

будет фокусировать параллельный пучок лучей, падающих нормально к оси цилиндра на фокальную линию, расположенную на поверхности цилиндра.

На рис. 14.11, б показана металло-воздушная линза [338] из двух проводящих поверхностей; так как максимальное значение  $n$ , которое достигается в центре цилиндра, не может быть больше единицы, то из уравнения (14.25) следует, что показатель преломления окружающей среды  $n_0$  должен быть меньше  $1/\sqrt{2}$ . Линзу с такими значениями показателя преломления можно выполнить в виде пары пластин, разнесенных на соответствующее расстояние; в этом случае расстояние между пластинами должно быть равно: внутри линзы

$$a = \frac{\lambda}{2} \left( 1 - \frac{n_0^2}{2 - r^2/r_0^2} \right)^{-1/2}, \quad (14.26)$$

в окружающей среде

$$a = \left( \frac{\lambda}{2} \right) (1 - n_0^2)^{-1}. \quad (14.27)$$

Было показано [228], что линза, занимающая лишь кольцевую область  $r_i < r < r_0$ , не может идеально фокусировать пучок лучей точечного источника, находящегося при  $r = r_i$ , в параллельный пучок.

В металло-воздушных линзах, описываемых уравнениями (14.24) и (14.26), электрический вектор должен быть параллелен пластинам, что приводит к неравномерному апертурному распределению и слишком широкой диаграмме направленности в плоскости  $H$ . Для устранения этого недостатка было предложено использовать линзу с перпендикулярной поляризацией [112], у которой показатель преломления изменялся за счет изменения толщины диэлектрика, расположенного между пластинами, как показано на рис. 14.11, в. Кроме того, были предложены конструкции линз Люнеберга, у которых фокус находится внутри линзы [56, 180]. Расчет распределения поля в излучающей апертуре для контроля уровня боковых лепестков можно выполнить с помощью известного соотношения [315], связанного с диаграммой направленности облучателя. В случае неплоской [623] конструкции луч диаграммы направленности может быть ориентирован в любом направлении относительно плоскости раскрыва линзы. Двухмерную линзу можно сделать в виде структуры, несущей поверхностную волну, у которой соответствующим образом подобран закон изменения фазовой скорости поверхностной волны [705].

Линзы Люнеберга могут иметь сферическую форму [48, 126, 665 737], причем разработаны методы [227, 315] определения закона изменения показателя преломления, который необходим для получения заданной диаграммы направленности. Конструкция таких линз зависит от наличия соответствующих материалов. Так как непрерывное изменение свойств трудно осуществить, то используется ступенчатое изменение свойств [303, 341]. В этом случае сфера состоит из системы концентрических слоев, причем изменение от слоя к слою показателя преломления или диэлектрической проницаемости соответствует средним значениям среды с непрерывно изменяющимися свойствами. Диаграмма направленности в некоторой степени зависит от типа облучателя [513].

В качестве примера [341] можно указать, что 10-слойная сфера диаметром 45 см при апертурном распределении, спадающем до уровня — 10 дБ, имеет на частоте 9,4 Гц ширину луча около 4,3° и уровень боковых лепестков около — 17,2 дБ. Упрощенная диэлектрическая линза состоит из внешней оболочки и внутреннего ядра у которых показатели преломления постоянны [741].

#### 14.4.2. Электромагнитные рупоры

Излучение может происходить из открытого конца двухпроводной линии [145], из пары параллельных пластин [284], а также из открытого конца волновода [487, 488, 489, 490]. Например, на рис. 14.12 показаны диаграммы направленности в плоскостях  $E$  и  $H$  поля излу-

чения волны  $TE_{01}$  в прямоугольном волноводе и волны  $TE_{11}$  в круглом волноводе; луч получается широкий, поскольку апертура имеет размеры порядка лишь одной длины волны. Если плоскость открытого конца волновода, образующая апертуру, наклонена относительно оси волновода, то характеристики излучения изменятся [49, 406]. Ширину луча можно уменьшить [479, 481, 589] путем окружения апертуры волновода плоской отражающей поверхностью, перед которой имеется частично отражающая проволочная сетка или решетка из дисков. Увеличение направленности также получается,

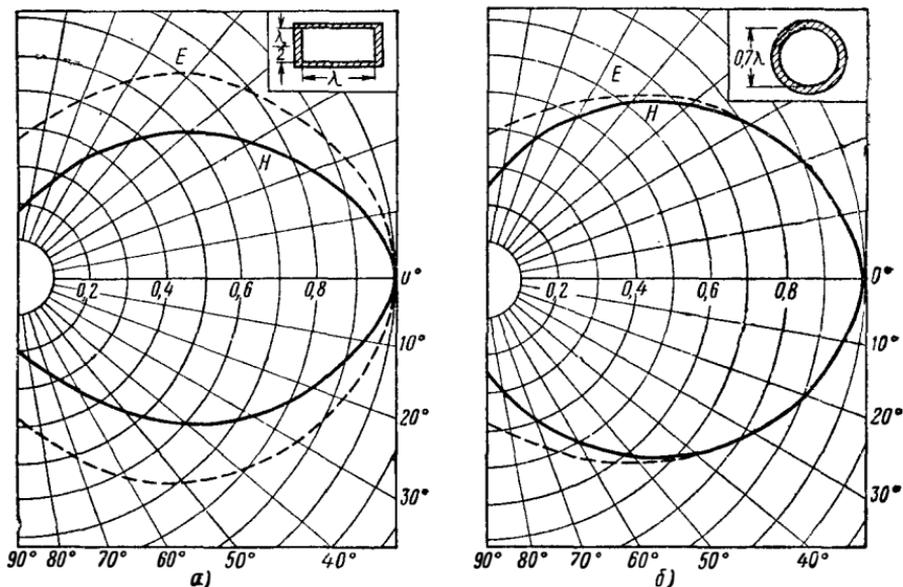


Рис. 14. 12. Диаграммы направленности открытого конца волновода. Показаны диаграммы для плоскостей  $E$  и  $H$ : а—волна  $TE_{01}$  в прямоугольном волноводе; б—волна  $TE_{11}$  в круглом волноводе.

если конец волновода сделан расширяющимся в виде электромагнитного рупора [25, 652]. Изучались конические рупоры, соединенные с круглым волноводом [445, 487, 760], однако более полезными оказались секториальные рупоры, соединенные с прямоугольным волноводом [716].

Характеристики излучения секториальных рупоров исследовались весьма подробно [21, 22, 23, 88, 458, 713]. На рис. 14.13 изображены два рупора, называемые в зависимости от плоскости расширения рупором  $E$ -типа или рупором  $H$ -типа; в пирамидальном рупоре или рупоре  $EH$ -типа расширение происходит в обеих плоскостях. Желательно применять небольшие углы расширения, чтобы для выполнения граничных условий на стыке рупора с волноводом не требовались большие амплитуды волн высших видов. Если размеры поперечного сечения питающего волновода не превосходят, напри-

мер,  $\frac{3}{4}\lambda$ , то эти типы волн будут быстро затухать и не будут распространяться в самом рупоре. Усиление рупора зависит от размера и от распределения фаз в апертуре.

Эксперименты [375, 397] показали, что эквифазные поверхности являются обычно сферами с центром в геометрической вершине

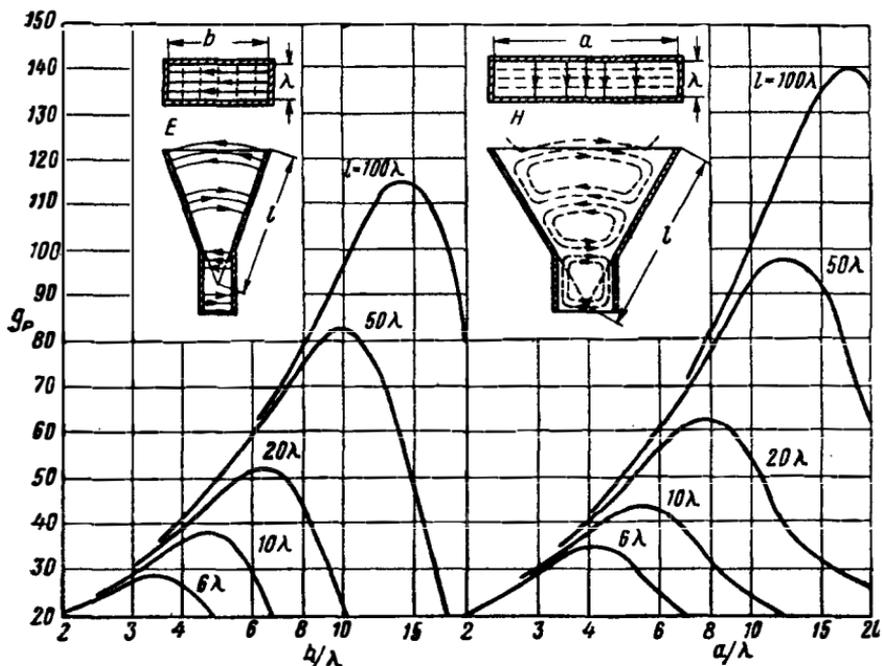


Рис. 14. 13. Излучение секториальными рупорами.

На рисунках показано электрическое поле (сплошные линии) и магнитное поле (пунктирные линии). Даны кривые усиления для рупоров различной длины. В общем случае для определения усиления надо перемножить коэффициенты усиления, соответствующие обоим сторонам, и разделить на  $32/\pi$ .

рупора [727]. У рупоров с апертурой размером  $10\lambda$  и длиной  $10\lambda$ ,  $25\lambda$  и  $50\lambda$  максимальная разность фаз в раскрыве равна соответственно  $1,2\lambda$ ,  $0,5\lambda$  и  $0,2\lambda$ . Усиление рупоров произвольных размеров можно рассчитать с помощью графиков, изображенных на рис. 14.13. Секториальные рупоры являются удобными антеннами с известным усилением; в литературе [45, 46, 47, 442, 724] опубликованы данные об их конструкции и поправочные множители для расчета.

Рупоры с большей апертурой можно сделать с приемлемыми размерами по длине, если применить коррекцию фазовых искажений в апертуре при помощи линз [209, 397, 626]; ширина диаграммы направленности рупора длиной  $10\lambda$  была таким образом уменьшена с  $10$  до  $6^\circ$ . Диаграмма направленности в плоскости E секториальных рупоров и, в частности, рупора H-типа изменяется [566] при установке вдоль широких сторон раскрыва проводящих флан-

цев. Измерения [60], проведенные в диапазоне частот около 3 Гц с фланцами различной длины и различными углами раствора, показали, что диаграмму направленности можно приблизительно представить в виде диаграммы первоначального источника, плюс два вторичных источника, расположенных вблизи ребер фланцев.

Путем замены узких стенок рупора штырями, расстояния между которыми выбраны так, чтобы более высокие частоты излучались из апертуры меньшего размера, а более низкие частоты распространялись по рупору до излучения из апертуры большего размера, была получена [335] диаграмма направленности постоянной ширины в диапазоне частот 4:1. Диаграммы направленности с шириной около  $140^\circ$  в диапазоне частот 7—11 Гц для горизонтальной, вертикальной и эллиптической поляризации были получены [310] с помощью открытого конца волновода, который линейно сужался до квадратного поперечного сечения, имел внутри диэлектрический фазовращатель и оканчивался V-образным раскрывом.

Возможны также электромагнитные рупоры других форм; биконические рупоры [24] дают диаграмму направленности, равномерную в плоскости, перпендикулярной к оси рупора, и узкую в плоскости, проходящей через ось. Были разработаны биконические рупоры с круговой поляризацией [165] для частот 3—10 Гц. Для этого между поверхностями конусов помещалась частая решетка из тонких четвертьволновых проводящих элементов на цилиндрических пластмассовых опорах. Проводящие элементы на внутреннем цилиндре решетки расположены в плоскости, нормальной к общей оси конусов, а элементы на каждом последующем цилиндре наклонены больше, чем на предыдущем, на один и тот же угол, так что наклон на внешнем цилиндре равен  $45^\circ$ . Такой рупор может использоваться в сочетании с симметричной тороидальной линзой для сужения диаграммы направленности в вертикальной плоскости [232]. Биконический рупор с восемью щелями, наклоненными под углом  $45^\circ$ , может работать как с вертикальной, так и с горизонтальной поляризацией в диапазоне 10—15 Гц при КСВН меньше 3.

### 14.4.3. Отражающие поверхности

Для преобразования диаграммы направленности первичного излучателя широко используются отражающие поверхности или зеркала круговой, эллиптической, гиперболической, параболической и других форм. Например, с помощью зеркала в виде плоской пластины излучение антенны можно сосредоточить в направлении вперед, причем результирующая диаграмма направленности рассчитывается методом изображений. Таким же методом можно рассчитать [329] антенну с уголковым отражателем [260, 715], состоящим из двух плоских зеркал, пересекающихся под углом, равным целочисленной части от  $180^\circ$ .

Другой подход был использован для уголковых отражателей с произвольным углом раствора, возбуждавшихся линейным излуча-

телем [567] и элементарным диполем, ориентированным вертикально [499] или произвольно [250]. Эти теории подтверждены экспериментальными данными [187, 525, 660]. Например, если полуволновый диполь поместить на расстоянии  $1/2\lambda$  от вершины  $90^\circ$  уголкового отражателя, то усиление возрастает на  $10 \text{ дб}$ ; при удалении диполя от вершины лепестки становятся более узкими, но число их возрастает. Измерения [97], проведенные на частоте  $400 \text{ Мгц}$ , показывают, что усиление быстро возрастает при увеличении ширины уголкового отражателя, до размера в одну длину волны, а при

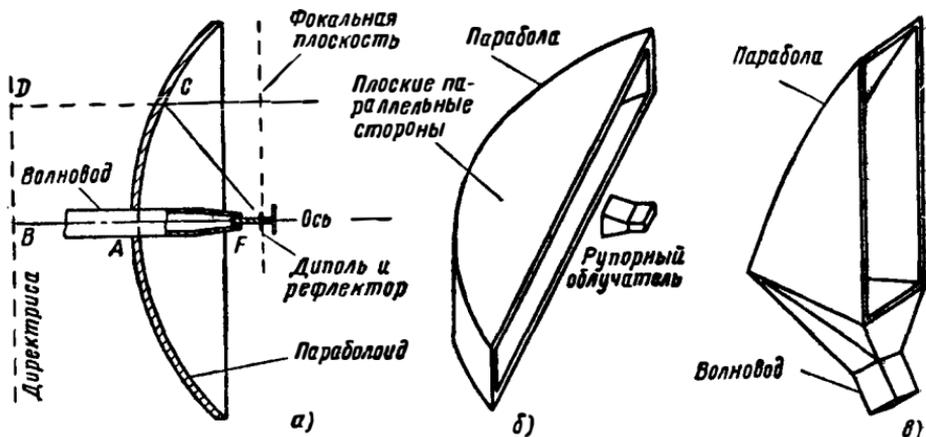


Рис. 14. 14. Антенны с отражателями:

а — параболоид с облучателем, имеющим контррефлектор; б — параболический усеченный отражатель с рупорным облучателем; в — комбинация рупорно-параболической антенны и секторальной рупора.

последующем расширении отражателя усиление растет медленнее. При возбуждении наклонным диполем уголкового отражателя излучает волны с круговой поляризацией [532]; такая антенна проста по конструкции и легко регулируется.

Широко используются зеркала в форме параболических цилиндров и параболоидов вращения [717, 718, 758]. Как видно из рис. 14, 14, а, часть параболоида вращения преобразует сферическую волну, излучаемую точечным источником в фокусе  $F$ , в плоскую. Это следует из свойства параболы: если  $DB$  директриса, для которой  $AF = AB$ , то для любой точки  $C$  параболы  $FC = CD$ . На сверхвысоких частотах эта элементарная теория усложняется из-за влияния дифракции. Для получения однородного апертурного распределения в случае, если фокус расположен в плоскости апертуры, амплитуда волны первичного источника, т. е. облучателя, в направлении ребра зеркала должна быть вдвое больше амплитуды в центральном направлении.

Практически диаграмма направленности первичного облучателя не должна выбираться слишком узкой, потому что для этого тре-

буется слишком большой размер облучателя, который будет рассеивать [68] главный лепесток диаграммы направленности антенны; в то же время диаграмма направленности облучателя не должна быть слишком широкой, так как при этом часть энергии будет излучаться за пределы зеркала. В качестве компромисса [98] допускается спадание на 10 дБ мощности облучения зеркала от центра к краю, что приводит к приемлемому расширению главного лепестка и уменьшает уровень боковых лепестков. В качестве первичных облучателей, запитываемых через коаксиальную линию, обычно используются полуволновые диполи с отражателем либо в виде металлической пластины, либо в виде пассивного дипольного отражателя [274]. Волноводные облучатели имеют круглое или прямоугольное сечение, причем здесь могут использоваться небольшие расширения как плавные, так и ступенчатые. Фидеры питания, проходящие сквозь отражатель, механически проще, чем фидеры, подводимые с лицевой стороны отражателя; в одном из типов облучателей прямоугольный волновод возбуждает резонансный диполь, используемый совместно с дипольным рефлектором или, как это показано на рис. 14.14, а, с небольшой отражающей пластинкой.

Двухзеркальные системы [672, 677] могут иметь увеличенное эффективное фокусное расстояние и больше степеней свободы при выборе конструктивных параметров и положения облучателя. В системе Кассегрейна главное зеркало имеет параболическую форму, а контррефлектор является гиперболическим. В одном из фокусов гиперboloида находится реальный фокус системы, совпадающий с фазовым центром облучателя; другой фокус гиперboloида является мнимым и совпадает с фокусом параболоида. Контррефлектор обычно имеет выпуклую форму и небольшие размеры; возможны другие системы такого типа, в которых при возрастании диаметра контррефлектор становится сначала плоским, а затем вогнутым. В системе Грегори фокус главного отражателя находится между зеркалом и контррефлектором, имеющим вогнутую эллиптическую форму. В обеих системах затенение раскрыва облучателем очень мало, а затенение раскрыва контррефлектором можно свести к минимуму путем изменения поляризации.

При конструировании параболических антенн [106, 111] необходимо учитывать ряд обстоятельств. Например, облучатель в виде электрического диполя возбуждает ортогонально поляризованное поле, у которого интенсивность максимальна под углом  $45^\circ$  к главным плоскостям; это приводит к перекрестно-поляризованным дополнительным лепесткам в диаграмме направленности, которые имеют минимум интенсивности в направлении оси антенны. Такое частичное изменение поляризации обусловлено наклонным отражением линейно-поляризованного поля диполя от изогнутой поверхности зеркала. Показано [219], что при возбуждении параболоида комбинацией электрического и магнитного диполей, у которых оси взаимно перпендикулярны, а отношение магнитного и электрического тока равно  $Z_w$ , указанной перекрестной поляризации не

возникает. В одном из таких комбинированных облучателей [86] использован электрический диполь в сочетании с открытым концом прямоугольного волновода; при облучении таким устройством параболоида диаметром 50 см в плоскостях E и H получились диаграммы направленности одинаковой ширины, а уровень боковых лепестков составлял —30 дБ. Решетка из нескольких диполей образует [474] четыре независимых облучателя, которые будут обеспечивать работу большого параболоида в диапазоне частот 16:1.

Симметричное параболическое зеркало образует карандашный луч; путем обрезки зеркала можно получить диаграмму направленности с различной шириной в плоскостях E и H; если отношение ширин диаграмм направленности должно превосходить величину порядка 2,5, то появляются затруднения с конструированием облучателя [361, 441]. В таких случаях более предпочтительным является параболический цилиндр с параллельными боковыми пластинами [38, 104, 240], как показано на рис. 14.14, б.

Изображенная на рис. 14.14, в антенна [55, 349], представляет собой комбинацию параболического цилиндра с плавно переходящим в него рупорным облучателем. Поступающая из волновода волна распространяется между параллельными пластинами так, как если бы она излучалась из фокуса параболического цилиндра, образующего заднюю стенку рупора. В результате в раскрыве антенны получается плоский волновой фронт и путем расширения узкой стороны раскрыва можно получить заданную направленность в обеих плоскостях. Размер раскрыва может быть 4—15λ в длину и 2—3λ в ширину, так что такая рупорно-параболическая антенна может использоваться для формирования веерообразных диаграмм направленности шириной 4—15° в плоскости с большой направленностью и до 25° в перпендикулярной плоскости. Один из примеров такой антенны на частоте 9 Гц имел КСВН лучше 1,1 в полосе частот 6%. Другие варианты рупорно-параболических антенн в виде комбинации рупора с параболоидом [725] особенно полезны в тех случаях, когда надо получить низкий уровень бокового излучения в большом диапазоне углов.

Описание антенны с круговой поляризацией для частоты 35 Гц дано в неопубликованной работе Мередита (R. Meredith). Изображенная на рис. 14.15, а четвертьволновая пластина имеет показатель преломления для вектора E, параллельного ребрам, равный 0,81. При глубине ребер 1,05 см составляющая вектора E, параллельная ребрам, получает опережение по фазе на 85°, а перпендикулярная составляющая получает фазовую задержку на 5°, так что между составляющими возникает разность фаз 90°. Поскольку коэффициенты прохождения для обеих поляризаций несколько различались, то наилучшее полученное значение коэффициента эллиптичности по полю равнялось 1,04. Такая фазирующая пластина может применяться совместно с отражающей поверхностью, при этом глубина ребер уменьшается вдвое.

В другом методе круговая поляризация создается самим облучателем и затем излучается через апертуру, которая для произвольной линейной поляризации формирует симметричный относительно оси главный лепесток. Например, круглый волновод, возбуждаемый на волне  $TE_{11}$  с круговой поляризацией, можно сузить до диаметра,

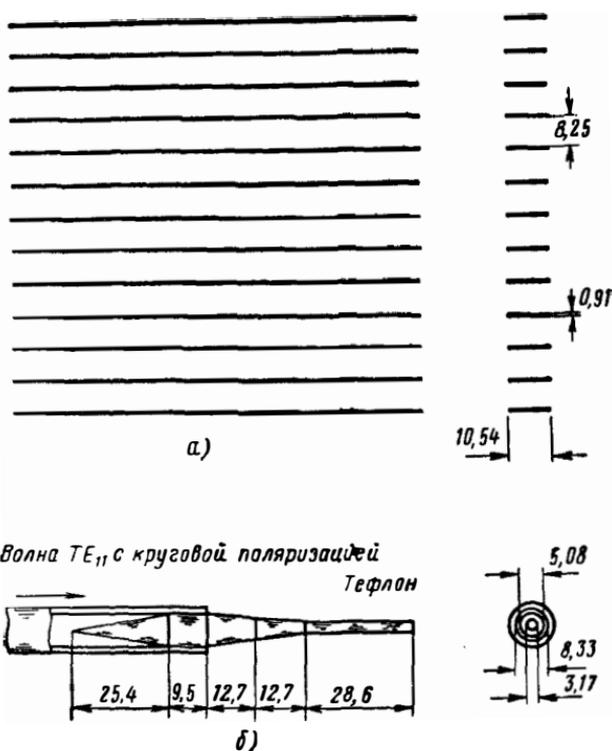


Рис. 14. 15. Антенны с круговой поляризацией.  
Частота 35 Гц. а — решетчатая четвертьволновая пластина, облучаемая линейно-поляризованной волной; б — облучатель с круговой поляризацией в виде диэлектрического стержня.

скажем  $\lambda/3$ , причем для того, чтобы волна могла распространяться, волновод заполняется диэлектриком. При таком уменьшении апертуры уменьшается и расфокусировка из-за несовпадения фазовых центров [29, 69] излучения для  $E$  и  $H$  плоскостей, хотя диаграмма направленности такого облучателя будет, разумеется, очень широкой. Диэлектрические стержни имеют почти симметричные диаграммы направленности; на рис. 14.15, б показана соответствующая конструкция для частоты 35 Гц; такой облучатель имеет ширину диаграммы направленности в плоскостях  $E$  и  $H$  около  $25^\circ$ . Применяются и другие облучатели [86], дающие диаграммы с одинаковой шириной плоскостей  $E$  и  $H$ ; конструкция [686], в которой исполь-

зуется квадрупольный реберный волновод, может работать в полосе частот 15—30 Гц. В качестве широкополосных облучателей с круговой поляризацией могут также применяться спирали [663, 666].

Небольшая доля энергии, отраженной от зеркала, попадает обратно на облучатель. В случае симметричного параболоида коэффициент отражения дается выражением

$$\rho = g_P \lambda / 4\pi f, \quad (14.28)$$

где  $g_P$  есть КНД облучателя. Отсюда можно вычислить КСВН в линии, питающей антенну; для типичных значений  $\lambda = 0,1$  м,  $f = 0,5$  м и  $g_P = 7$  он равен 1,25. Такое зависящее от частоты от-

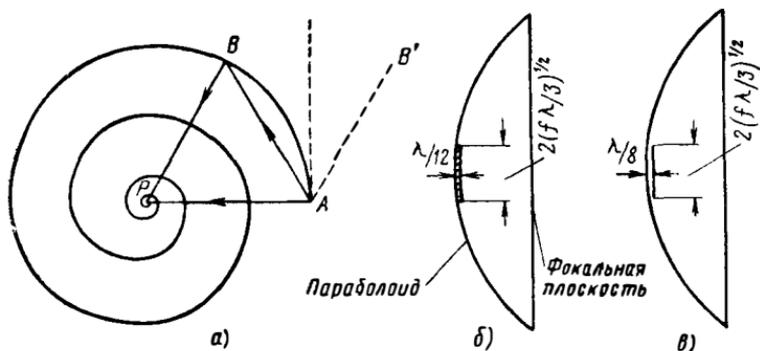


Рис. 14. 16. Применение пластины в вершине параболоида: а — векторная диаграмма поля излучения; б и в — различные формы пластины. (См. [351].)

ражение можно устранить с помощью пластины, расположенной в вершине зеркала [351]. Амплитуда и фаза волны, отраженной обратно к облучателю, представляется векторами, концы которых в зависимости от радиуса зеркала описывают спираль, изображенную на рис. 14.16, а, на котором вектор  $AP$  соответствует отражению от всего зеркала. Пусть перпендикуляр к линии  $AP$  пересекает спираль в точке  $B$ , что дает равнобедренный треугольник  $ABP$ . Вектор  $BP$  соответствует отражению от внешней области зеркала, а вектор  $AB$  — отражению от внутренней области. Если фазу  $AB$  изменить на  $60^\circ$ , что дает вектор  $AB'$ , равный по величине и противоположный по знаку вектору  $BP$ , то в облучатель отраженная мощность поступать не будет. Используя геометрические свойства параболы, можно показать, что это эквивалентно перемещению зоны с диаметром  $2(f\lambda/3)^{1/2}$  в направлении к облучателю на расстояние  $\lambda/12$ , как показано на рис. 14.16, б.

В другом варианте на расстоянии  $\lambda/8$  от вершины зеркала помещается плоская пластина такого же диаметра, как показано на рис. 14.16, в. Применение согласующей пластины у вершины зеркала приводит к некоторому расширению главного лепестка диаграммы направленности и увеличению уровня боковых лепестков, так что

при такой коррекции компромисс часто определяется экспериментально. Например [160], параболоид с диаметром 3 м на частоте 2 Гц, снабженный согласующей пластиной, имел в полосе частот 550 Мгц, КСВН лучше чем 1,06, усиление около 32,8 дб, что соответствовало коэффициенту использования раскрыва около 55%, и уровень боковых лепестков ниже — 26 дб. При других методах согласо-

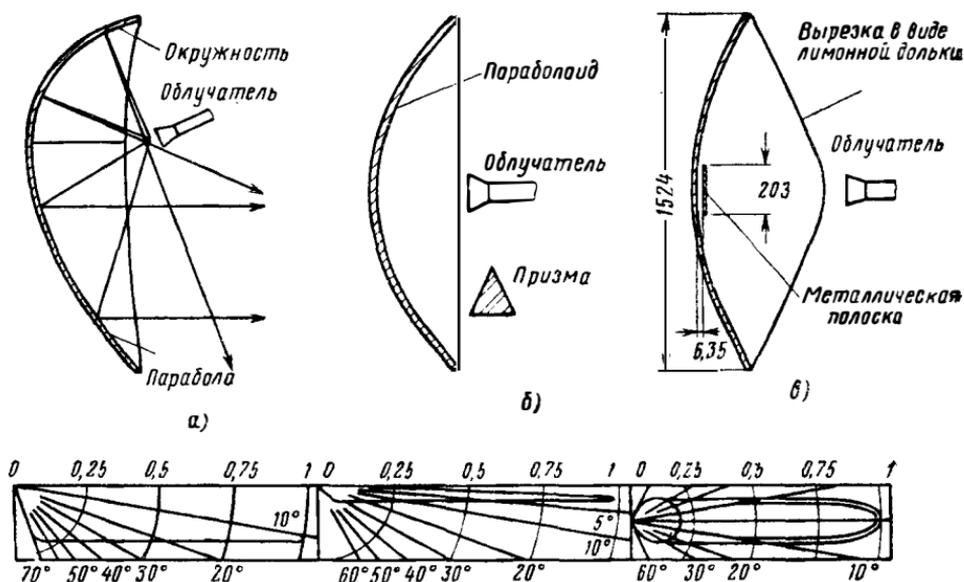


Рис. 14. 17. Получение диаграмм направленности специальной формы: а — форма зеркала представляет комбинацию параболического и кругового сечения; показана диаграмма направленности  $\cos^2$  от 10 до 70° по углу места; б — параболоид с диэлектрической призмой; показана диаграмма направленности  $\cos^2$  от 2 до 45°; в — вырезка из параболоида в виде лимонной дольки; рабочая частота 3 Гц; показаны диаграммы направленности зеркала, металлической полоски и всей антенны. (См. [274, 427].)

вания используются направленные ответвители, либо смещение облучателя [461, 570], или механическое смещение одной половины зеркала относительно другой. Искажения диаграммы направленности устраняются [305] путем разделения рефлектора металлической перегородкой, идущей обратно к облучателю, причем каждая половина возбуждается сопряженными выходными плечами гибридного соединителя с короткой щелью.

При соответствующем выборе отражающего зеркала можно получить диаграммы направленности специальной формы. В изображенном на рис. 14.17, а примере половина цилиндрического зеркала имеет параболическое поперечное сечение, а другая половина — круговое поперечное сечение, поэтому при облучении линейным источником определенная часть энергии будет излучаться под большим углом к оси. Такая антенна рассчитана для получения диаграммы

направленности по полю пропорциональной косекансу угла, отсчитываемого от заданной оси и, как видно из приведенной на рисунке диаграммы направленности, эта зависимость выполняется в угловом секторе от  $10$  до  $70^\circ$ .

Другое зеркало, рассчитанное на точечный первичный облучатель, состоит наполовину из параболоида и наполовину из изогнутого цилиндра. При конструировании так называемых бочкообразных зеркал [469] следует принимать меры против явлений, связанных с перекрестной поляризацией, которая расширяет диаграмму направленности в другой плоскости. Для получения косекансной диаграммы направленности в угловом секторе от  $2$  до  $45^\circ$  успешно применяется [274] комбинация параболоида и диэлектрической призмы, изображенная на рис. 14.17, б. Луч от призмы смещен относительно луча параболоида на угол, зависящий от угла призмы, причем ширина луча обратно пропорциональна ширине призмы, а его интенсивность относительно главного луча зависит от расстояния призмы до середины апертуры. Таким образом, изменяя эти параметры призмы, можно изменять результирующую диаграмму направленности антенны. Необходимо, чтобы основной луч и луч от призмы, грубо говоря, были синфазны в направлении, где они перекрываются. Призма может быть сделана либо из твердого диэлектрика, либо для уменьшения веса из искусственного диэлектрика.

Косекансные диаграммы направленности могут создаваться антеннами с многоэлементными облучателями [427]. Если параболоид облучается двумя рупорами, один из которых смещен с оси, то образуются два луча, причем угол между ними определяется угловым расстоянием между рупорами. Амплитуда каждого луча приблизительно пропорциональна квадратному корню из мощности, подводимой к каждому рупору.

Этот метод был распространен на систему с изображением, в которой использовались [211] вырезка из параболоида и плоский заземленный экран. Лучи, отраженные от этого экрана, кажутся выходящими из изображения одиночного действительного рупора. Направленность мнимого облучателя зависит от диаграммы направленности действительного облучателя, а мощность определяется углом наклона действительного рупора относительно отражающего экрана. Таким образом, мнимый рупор приводит к появлению луча антенны, смещенного относительно оси параболоида на угол, пропорциональный  $\omega/f$ , где  $\omega$  — расстояние между действительным и мнимым облучателем; при соответствующем выборе этих параметров на частоте  $9,4$  Гц от апертуры  $95 \times 190$  см была получена гладкая косекансная диаграмма направленности.

В другом примере, описанном Сильвером [427] и изображенном на рис. 14.17, в, получается диаграмма направленности, имеющая форму двойного косеканса. Вырезка из параболоида в виде лимонной дольки имеет раскрыв  $7 \times 2$  м; посередине зеркала вдоль его большого размера установлена металлическая полоска. Оптимальная шири-

на полоски для рабочей частоты 3 Гц оказалась равной 20 см, а ее расстояние от зеркала — около 0,65 см. На рисунке показаны диаграммы направленности одной параболической вырезки, одной полоски и всей антенны.

## 14.5. СКАНИРУЮЩИЕ СИСТЕМЫ

### 14.5.1. Движение луча

Сканирование можно определить как периодическое изменение диаграммы направленности антенны в соответствии с практическими требованиями. Если вся антенна может механически вращаться или качаться, то возможно сканирование лучом в большой области пространства [154]. Такое механическое движение может быть спиральным, однолинейным или многолинейным, а фидер питания содержать одно или несколько вращающихся сочленений. Более высоких скоростей можно достичь при секторном сканировании с помощью двух или трех идентичных антенн, питаемых через вращающийся переключатель. При больших размерах вращение всей антенны весьма затруднительно и поэтому были изобретены другие методы сканирования.

В методе, основанном на малом смещении диаграммы направленности, ее сечение состоит из двух лепестков, которые пересекаются на относительном уровне, например 80% по амплитуде. Экспериментально показано [50], что если облучатель сместить из фокуса на небольшое расстояние  $w$ , то луч отклонится на угол  $K \arctg(w/f)$ . При больших отношениях  $f/d$  коэффициент отклонения луча  $K$  близок к единице [427]; при значениях  $f/d$  меньших 0,6 он зависит от закона спада амплитудного распределения в раскрыве и от  $f/d$ . Для типичного полного параболического зеркала значение  $K$  приблизительно равно 0,8. При статическом методе энергия от двух лепестков диаграммы направленности поступает одновременно через гибридные соединения, причем принимаются меры, чтобы избежать чрезмерного взаимного влияния [274]. При методе переключения энергия попеременно излучается через каждый лепесток; одна из конструкций [5] на частоте 600 МГц состояла из параболического цилиндра длиной 7 м и шириной раскрыва около 0,85 м, который облучался линейкой из полуволновых диполей, возбуждавшихся с переменной фазой.

При динамическом методе первичный или вторичный источник излучения вращается так, чтобы луч антенны совершал круговое движение с малым углом отклонения (коническое сканирование) [274]. Вращение рефлекторов диаметром более 0,8 м с требуемой обычно скоростью около 2000 об/мин оказывается непрактичным; в таких случаях предпочтительнее вращать первичный облучатель. Чтобы избежать вращения плоскости поляризации, обычно используется круглый волновод с волной  $TE_{11}$ , конец которого смещен в сторону от оси так, что получается вынесенный из фокуса облучатель, как показано на рис. 14.18, а.

На рис. 14.18, б изображен облучатель, проходящий через отражатель [291]; он облучает параболоид диаметром 2,5 м с фокусным расстоянием 0,7 м и перекрывает диапазон частот 9,1—9,6 Гц. При работе на передачу высокочастотная энергия вводится через прямоугольный волновод и проходит последовательно от переходной секции к круглому волноводу через поглотитель волны с перпендикулярной поляризацией, первое вра-

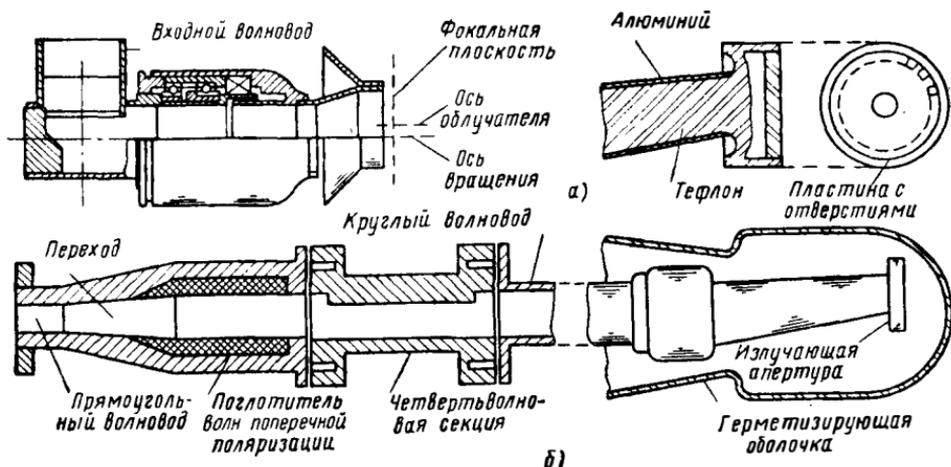


Рис. 14. 18. Первичные облучатели для параболоидов с коническим сканированием.

Частота 9,1—9,6 Гц. а—облучатель, излучающий вперед с линейной поляризацией; б—облучатель с излучением назад, допускающий линейную и круговую поляризацию. (См. [291].)

щающееся сочленение, четвертьволновую фазирующую секцию и второе вращающееся сочленение. Отсюда энергия следует через полуволновую фазирующую секцию или через полый волновод и затем через переходную секцию поступает в круглый волновод с диэлектрическим заполнением. Далее энергия из облучающих отверстий направляется через герметизирующий колпак на параболоид и поскольку апертура облучателя смещена относительно оси параболоида, то луч антенны совершает движение по окружности. Входной волновод, переходная секция и поглотитель паразитной волны могут вращаться и устанавливаться в одно из четырех возможных положений.

Вертикальная поляризация получается при таком положении прямоугольного волновода, когда электрический вектор вертикален, а четвертьволновая фазирующая секция ориентирована горизонтально и не оказывает влияния. При повороте входного волновода на  $90^\circ$  получается горизонтальная поляризация и четвертьволновая фазирующая секция опять не оказывает влияния. Если же прямоугольный волновод поставлен под углом  $45^\circ$  к вертикали, то полу-

чится круговая поляризация. Поляризация с правым вращением [545] получается, если электрический вектор при наблюдении со стороны входного волновода повернут влево, а левое вращение получится, если вектор  $E$  повернут вправо. С помощью полуволновой фазирующей секции, вращающейся вместе с облучателем, можно получить линейную поляризацию, вращающуюся с удвоенной скоростью сканирования.

Использование намагниченных ферритов [304, 370, 403] расширяет возможности антенн при сканировании. Например [7] показано, что диаграмма направленности для прямоугольного волновода с волной  $TE_{01}$  при наличии в раскрыве ферритовой пластины обладает невзаимными свойствами. Было найдено, что при наложении поперечного магнитного поля порядка 1000 э передающий луч отклоняется на угол  $+25^\circ$  от оси, а при приеме луч находится в положении  $-25^\circ$ . Кроме того, два отверстия, расположенные симметрично на широкой стенке волновода на расстоянии четверти ширины волновода от краев, имеют диаграмму направленности, которой можно управлять путем наложения поперечного магнитного поля. Симметричное отклонение луча получается [519] с круглым волноводом, в котором распространяется волна с круговой поляризацией; в этом случае феррит располагается вблизи выхода и возбуждается поперечным магнитным полем. Коническое сканирование на частоте 9,2 Гц было осуществлено с помощью сферы из материала феррамик-R1 диаметром 0,89 см с добавлением пластинки с излучающими отверстиями. При правильно сконструированных магнитных цепях с помощью ферритов можно получить высокоскоростное сканирование.

При качании луча, излучаемого антенной с гофрированной поверхностью, происходит распространение под углом к поверхности структуры. При изменении направления распространения относительно гофр от перпендикулярного до продольного скорость волны плавно возрастает [167], достигая скорости в свободном пространстве. Эксперименты [206], проведенные на частоте 9,5 Гц с гофрированной поверхностью, имеющей углубления шириной около  $0,095\lambda$  и глубиной около  $0,0648\lambda$ , показали возможность управления диаграммой направленности по углу места для углов сканирования, по крайней мере, в пределах  $\pm 30^\circ$ ; путем небольшого изгиба поверхности и плавного изменения гофр этой диаграмме направленности была придана косекансная форма. Азимутальная диаграмма направленности при сканировании не изменялась.

Связанные с быстрым сканированием механические проблемы облегчаются при переходе от качания облучателя к его вращению. Примером может служить система из параллельных пластин, преобразованная так, как показано на рис. 14.19, а. В рупорную антенну с фазокорректирующей линзой помещается плоское зеркало так, что облучатель качается в направлении, перпендикулярном первоначальному. Горловина рупора изгибается таким образом, что движение облучателя преобразуется

в быстрое вращение. При этом происходит небольшая расфокусировка на краях сектора сканирования, так как в результате изгиба облучатель вынужден двигаться со смещением от оптимальной фокальной дуги.

Такой метод перемещения лишь одного относительно небольшого облучателя может быть использован для сканирования в пределах

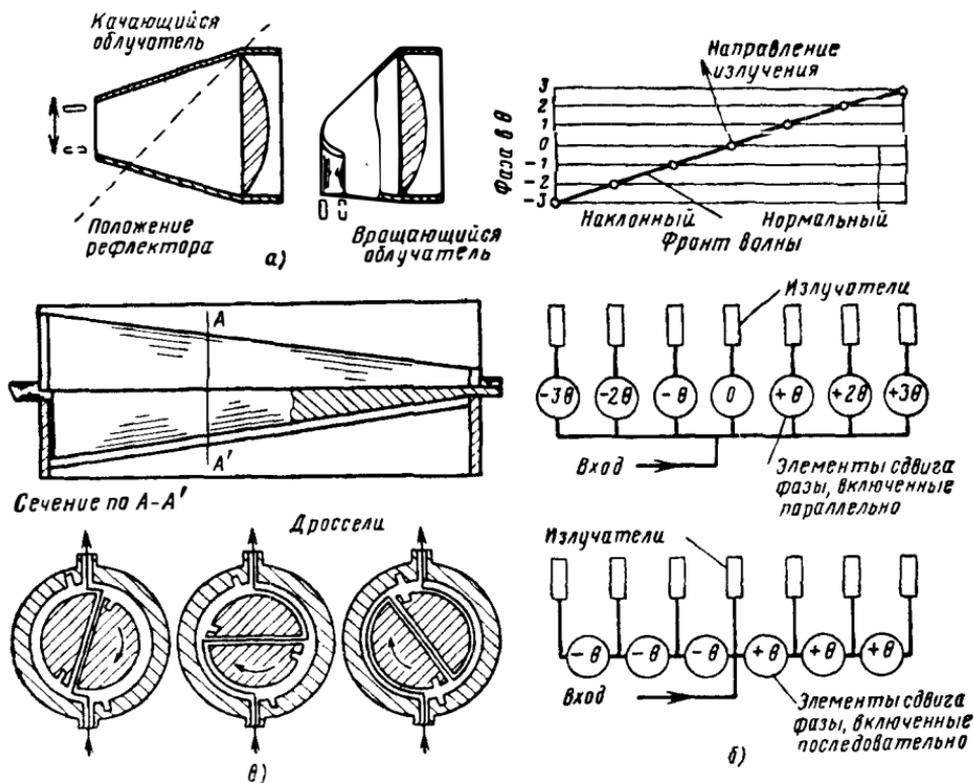


Рис. 14. 19. Антенные сканирующие системы:

а — свернутый рефлектор; б — качание луча посредством изменения фазы; в — сканер Фостера.

$360^\circ$ . Антенна в виде стеклянного сосуда для песочных часов [159] представляет собой комбинацию зеркала специальной формы в вертикальной плоскости и кольцевой решетки облучателей в горизонтальной плоскости. Поверхность отражателя имеет форму параболического тора, полученного при вращении образующей параболы вокруг оси параллельной директриссе, причем парабола обращена к оси вращения выпуклой стороной. Облучателем служит решетка трубчатых диполей с «разбрызгивающими» пластинами; диполи расположены под углом  $45^\circ$ , что позволяет принимать сигнал с горизонтальной, вертикальной и круговой поляризациями. Возможна также

реализация таких требований, как работа в различных диапазонах частот и независимое сканирование несколькими лучами.

Антенну с сектором сканирования в  $360^\circ$  можно также выполнить в виде поверхности, образованной вращением параболы, которая обращена к оси вращения вогнутой стороной так, что облучатель теперь находится внутри получившейся замкнутой поверхности. Очевидно, что эта поверхность должна быть радиопрозрачной и в то же время отражать падающее на нее поле первичного облучателя. Для этого можно на поверхности расположить сетку, ориентированную под углом  $45^\circ$  к горизонтали; тогда в диаметрально противоположных точках поверхности ориентации сеток будут взаимно перпендикулярны. Следовательно, соответствующим образом поляризованное внешнее поле, падающее на антенну, пройдет через поверхность и отразится от диаметрально противоположной стороны. Одна такая антенна [216] диаметром 2 м на частоте 9,4 Гцц имела соответственно в азимутальной и угломестной плоскостях ширину луча  $3,65$  и  $3,75^\circ$  и уровень боковых лепестков — 25 и —34 дб. Спираль [144] аналогичной конструкции на той же частоте и при размере апертуры 1,8 м образует луч с азимутальной шириной около  $1,3^\circ$ . Облучатель имеет конструкцию, которая позволяет осуществлять небольшое сканирование по углу места, причем с помощью переключения многоэлементного облучателя можно получить как очень быстрое перемещение луча, так и одновременную работу нескольких лучей.

Сканирование в одной плоскости без искажений [573] можно осуществить с помощью модифицированных систем с параллельными пластинами; при этом проводящие поверхности изгибаются так, чтобы получилась геодезическая конструкция [267], [328]. В качестве примера такой фокусирующей конфигурации [112] может служить пара параллельных пластин одного радиуса, расположенных против пары пластин, ограниченных круговой дугой, имеющей вдвое больший радиус. Затем полосы изгибаются и соединяются так, что получается секция усеченного конуса; наконец путем изгибаания без растяжения излучающая апертура превращается опять в прямую линию. Такая антенна может сканировать лучом шириной  $1^\circ$  в азимутальном секторе  $40^\circ$  с частотой до 60 гц.

В геодезическом аналоге линзы Люнеберга в силу круговой симметрии облучатель может вращаться по окружности [607]. Одна из конструкций [221] с размером апертуры 1 м работала на частоте 2,8 Гцц, причем внутри сектора сканирования  $\pm 15^\circ$  уменьшения КНД не наблюдалось. В других линзах [180, 339] для управления фазой используются диэлектрические пластины переменной толщины. Была предложена [383, 384] конструкция свернутой линзы Люнеберга, достоинством которой является меньший радиус вращения облучателя. В антенне для 16 Гцц фокусирование производится в два этапа [198]: цилиндрическое зеркало сводит лучи падающего поля в линию, а затем модифицированная линза Люнеберга

фокусирует линию в точку, в которой лучи попадают в секториальный рупор. При допусках на изготовление порядка 0,076 см никакого ухудшения характеристик не происходило.

Путем перемещения облучателя по поверхности сферической линзы Люнеберга можно осуществить быстрое сканирование луча без искажений в полном телесном угле  $4\pi$  стер. Такие линзы были разработаны и оказались удовлетворительными [572]. Так как облучатель линзы Люнеберга не затеняет выходной апертуры, то здесь можно использовать волновод, нагруженный ферритом. Быстрое сканирование в секторе, достигающем  $\pm 30^\circ$ , было осуществлено таким образом [306] с помощью 45 см линзы, которая на частоте 9,5 Гц образовала луч шириной около  $4,5^\circ$ . Полусферическая линза Люнеберга диаметром 1,6 м представляет новый тип облучателя [313] для 20-м параболоида, работающего на частоте 230 Мгц. Искусственный диэлектрик состоял из алюминиевых дисков, укрепленных на оболочках из стеклоткани, погруженных в пенистый пластик; диэлектрическая проницаемость изменялась от единицы до максимального значения по квадратичному закону.

#### 14.5.2. Методы фазирования

Если в апертурное распределение ввести линейный набег фазы то луч изменит направление; применение этого принципа к решетке из семи элементов показано на рис. 14.19, б. Фазовый набег в каждом элементе очевидно пропорционален его расстоянию от центра решетки. В соответствии с этим фазовращатели включены параллельно, причем те, которые питают крайние элементы, должны давать большие по величине фазовые сдвиги, нежели те, которые питают центральные элементы. Если фазовращатели включены последовательно, то их можно разместить так, что все они будут давать одинаковый фазовый сдвиг и вращаться с одинаковой скоростью. В типичном сканере в каждой из питающих линий используется отдельный фазовращатель; фазовый набег получается с помощью большого числа переменных фазовращателей. Другой сканер [451] состоит из цепочки фазовращателей на спиральных линиях, которая дает соответствующую задержку для каждого элемента линейной решетки; при амплитудном распределении, которое дает в режиме бокового излучения уровень боковых лепестков — 18,5 дБ, найдено, что при углах сканирования вплоть до  $52^\circ$  уровень боковых лепестков не превышает —14 дБ.

В методе Альвареца сканирование производится [64] путем механического изменения резонансного размера и, следовательно длины волны в волноводе, питающем линейную решетку. Направление максимума излучения из желобного волновода можно изменять [673] либо путем вращения анизотропной структуры вокруг продольной оси, либо путем изменения критического размера, на-

пример высоты центрального ребра. Если две спаренные спирали повернуть в противоположных направлениях на одинаковые углы, то фаза излучаемого ими поля изменится, но при этом направление поляризации остается без изменения; на этом принципе осуществлено [618] сканирование с помощью решетки из восьми пар в секторе более  $\pm 40^\circ$ .

Быстрое сканирование легко осуществляется электрическими методами [749]. Например, можно использовать качание рабочей частоты в антенне типа щелевого волновода, работающего вблизи критической частоты, у которого диаграмма направленности зависит от частоты. Электрически управляемые фазовращатели можно выполнить на намагниченных ферритах, помещенных в волноводные структуры [87, 171, 369]. Из-за вносимых ферритовыми материалами потерь обычно приходится использовать параллельное соединение; в одной из таких систем [87] использовались синхронно работающие фазовращатели. Одна из современных разработок электронного сканирования основана на методе модуляции во времени [679, 680]. Для антенн с электронным сканированием основой могут также служить кольцевые решетки [745]. В одной конструкции [734] в радиальном волноводе имелись излучатели, расположенные в виде концентрических колец. Каждое кольцо излучателей питалось двумя усилителями мощности, и сканирование луча на  $360^\circ$  по азимуту производилось за счет изменения относительных фаз усилителей. Другие примеры электрического сканирования рассмотрены в гл. 25.

Для получения двухмерного сканирования дискретные излучатели могут располагаться в виде плоских решеток. Ошибки в таких решетках были изучены [268] на модели, в которой резонансный основной волновод имел линейную решетку из угловых щелей. Эти щели были связаны с системой волноводов, также имевшие угловые щели, которые составляли резонансную решетку. Все системы щелей имели амплитудное распределение Дольфа — Чебышева, обеспечивающее получение диаграммы излучения с уровнем лепестков  $-32$  дБ. Требуемые фазовые сдвиги в каждой волноводной ветви создавались линейными полистироловыми блоками. Было найдено, что уровень боковых лепестков зависит от фазового сдвига между элементами и от рассогласования импедансов в волноводных ветвях; контроль производился по наличию ложных боковых лепестков, обусловленных многократными отражениями в волноводных ветвях. Эффективная апертура [35, 609] таких сканирующих решеток примерно пропорциональна косинусу угла отклонения луча. В антеннах из дискретных элементов необходимо принимать меры [37] против искажения диаграммы направленности за счет изменений полных входных сопротивлений, которые при сканировании из-за взаимной связи элементов решетки изменяются [70, 127, 460]; результирующее изменение токов в крайних элементах от номинальных значений может привести к искажению диаграммы направленности.

Достоинством объемного сканирования с помощью двухмерных решеток является простота и экономичность по сравнению с вращающимися антеннами. Например [449], решетка для частоты 8,8 Гц имела  $10 \times 10$  волноводных шлейфов, питаемых основным волноводом через 10 волноводных ветвей. Все волноводные ветви представляли собой решетки с бегущей волной и имели апертурное распределение Дольфа — Чебышева с расчетным уровнем боковых лепестков  $-25$  дБ как в плоскости  $E$ , так и в плоскости  $H$ . Расстояние между элементами равнялось  $\frac{3}{4} \lambda$  и пределы сектора сканирования  $\pm 30^\circ$  относительно нормали к решетке обусловились появлением лучей второго порядка.

Для случая непрерывной апертур параллельный метод вращения фазы используется в сканере Фостера, где конический ротор быстро вращается внутри конического статора. Из изображенного на рис. 14.19, в разреза видно, что лучи, распространяющиеся по линии передачи с параллельными пластинами, образованной ротором и статором, проходят различные расстояния в зависимости от их положения на оси. Вращение конуса приводит таким образом к периодическому изменению углового положения излучаемого луча относительно фиксированной выходной апертур. В обычной конструкции для отражения волны в нужном направлении используется система гребенок, причем для получения хороших электрических характеристик необходимо, чтобы зазор между зубцами был очень мал.

В примере, изображенном на рисунке, использованы дроссельные канавки, а в конструкции [202] для частоты 35 Гц один из дросселей на статоре был объединен с твердым барьером; другой статорный дроссель и один из роторных дросселей были исключены, так как внутри ротора был помещен линейный источник, который питался через вращающееся сочленение. Ротор имел осевой размер 84 см, его диаметр спадал от 29,3 до 5,7 см, а ширина щели равнялась 0,16 см; в секторе шириной  $50^\circ$  сканирование производилось со скоростью 500 об/мин. Очевидно, что для больших апатур и больших секторов сканирования такие сканеры будут довольно громоздкими.

### 14.5.3. Широкоугольные линзы

Так как излучаемые волновые фронты не являются идеально сферическими или плоскими, то антенны подвержены ряду aberrаций или искажений, которые приводят к различным недостаткам при формировании изображений. Геометрические aberrации, имеющие практическое значение, включают сферическую aberrацию, кривизну поля, дисторсию, астигматизм и кому. В диапазоне сверхвысоких частот простые оптические условия усложняются из-за эффектов дифракции [121, 674]. Первые три aberrации являются осевыми и таким образом обычно всегда будут иметь место. Кома и астигматизм зависят от удаления изображения от оси и таким об-

разом будут возникать при сканировании [365]. Аберрации уменьшаются, если система удовлетворяет условию синусов Аббе [115], которое требует, чтобы начальные лучи, проходящие через фокус, и крайние лучи, выходящие из апертуры, пересекались на окруж-

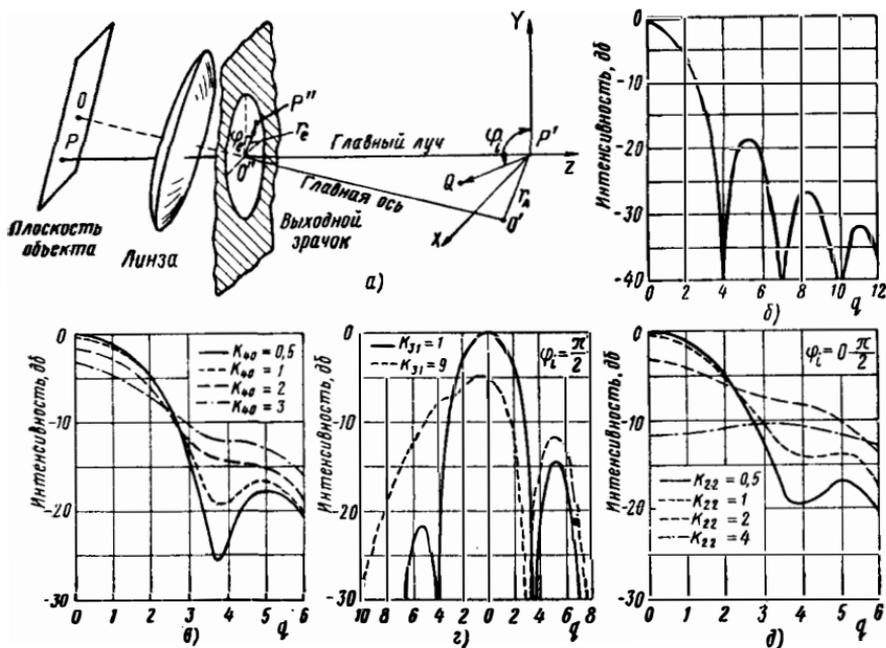


Рис. 14. 20. Аберрации антенны:

а — геометрия и координатная система; б — идеальное распределение интенсивности в фокальной плоскости; в — эффекты сферической аберрации; г — эффекты комы; д — эффекты астигматизма. (См. [12].)

ности с центром в фокусе и радиусом, равным фокусному расстоянию.

Бачинский и Бекефи [12] исследовали линзы из твердого диэлектрика и провели эксперименты со специально скорректированными системами, которые позволили изучить чистые аберрации. На схеме, приведенной на рис. 14.20, а, точка P' является изображением точки P. Радиальная координата в плоскости выходного зрачка  $r_{e0}$  нормируется так, чтобы  $0 \leq r_e \leq 1$ , если D представляет расстояние от центра кривизны волны P' до центра зрачка O'. Электрическое поле в точке Q(p, q, φ<sub>i</sub>) в пространстве изображений равно

$$E = j\beta r_{e0}^2 \frac{\exp j\beta(D-D')}{2\pi DD'} \int_0^1 \int_0^{2\pi} E(r_e) r_e \times$$

$$\times \exp \{ jpr_e^2 - jqr_e \cos(\varphi_e - \varphi_i) - j\beta A(r_A, r_e, \varphi_e) \} r_e dr_e d\varphi_e, \quad (14.29)$$

$$\text{где} \quad p = \beta r_{e0}^2 z / 2DD', \quad (14.30)$$

$$q = \beta r_{e0} r_i / D', \quad (14.31)$$

$$D' = [(D+z)^2 + r_{ii}^2]^{1/2}. \quad (14.32)$$

Величина  $A$  ( $r_A$ ,  $r_e$ ,  $\varphi_e$ ) есть функция aberrаций, а  $E(r_e)$  — амплитудная функция в плоскости зрачка. В частном случае, когда  $A = 0$  и освещение апертуры однородное, т. е.  $E(r_e) = \text{const}$ , для распределения интенсивности поля в плоскости изображения получается известный результат Эйри: распределение интенсивности пропорционально  $[J_1(q)/q]^2$ ; оно изображено на рис. 14.20, б.

Функция aberrации может быть записана в простейшем виде как

$$A(r_A, r_e, \varphi_e) = \left(\frac{1}{\beta} F'\right) K_{nm} F_{rm}(r_e) \cos m\varphi_e, \quad (14.33)$$

где  $m$ ,  $n$  — неотрицательные целые числа;  $F_{nm}(r_e)$  — некоторый полином от  $r_e$ , в котором  $F'$  — коэффициент при первом члене.

Целое число  $m$  определяет тип aberrации ( $m = 0$  — сферическая aberrация,  $m = 1$  — кома,  $m = 2$  — астигматизм), причем показано, что кривизна поля и дисторсия представляют собой соответственно вырожденные случаи сферической aberrации и комы. Коэффициенты  $K_{nm}$  представляют числовые постоянные, определяющие амплитуду соответствующего типа aberrации, так что  $K_{nm}/2\pi$  будет максимальное отклонение в длинах волн сходящейся волны от идеальной сферической поверхности. В параксиальной области плоскости изображения при наличии сферической aberrации функция aberrации имеет вид

$$A(r_A, r_e) = (1/\beta) K_{40} r_e^4. \quad (14.34)$$

Диаграммы распределения интенсивностей не зависят от угла наклона линзы; на рис. 14.20, в показаны кривые для aberrаций, соответствующих  $K_{40} = 0,5; 1; 2$  и  $3$ . Следует отметить, что при увеличении aberrации диаграмма интенсивности изменяется таким образом, что минимумы заплывают, главный лепесток уменьшается, а боковые лепестки возрастают. Для комы функция aberrации имеет вид

$$A(r_A, r_e, \varphi_e) = (1/\beta) K_{31} r_e^3 \cos \varphi_e. \quad (14.35)$$

На рис. 14.20, г показано распределение интенсивности вдоль диаметра  $\varphi_i = \pi/2$  в гауссовой плоскости изображения для  $K_{31} = 1$  и  $K_{31} = 9$ . Диаграмма при наличии комы существенно несимметрична относительно точки  $q = 0$ ; боковые лепестки, с одной стороны, постепенно полностью подавляются, а с другой стороны, их интенсивность возрастает. Небольшая кома, например при  $K_{31} = 1$ , что соответствует максимальному отклонению  $0,16\lambda$ , сильно изменяет вид боковых лепестков и поэтому легко может

быть обнаружена. Если абберация состоит из одного астигматизма, то функция абберации будет равна

$$A(r_A, r_e, \varphi_e) = (1/\beta) K_{22} r_e^2 \cos 2\varphi_e, \quad (14.36)$$

причем плоскость  $p = 0$  проходит через среднюю точку астигматического разделения. На рис. 14.20,  $\partial$  показаны распределения интенсивности в средней плоскости вдоль диаметров  $\varphi_i = 0$  или  $\varphi_i = \pi/2$  для  $K_{22} = 0,5; 1; 2$  и  $4$ . Диаграмма остается симметричной, при возрастании  $K_{22}$  минимумы быстро заполняются, а интенсивность центрального лепестка убывает. При увеличении абберации боковые лепестки возрастают и при  $K_{22} = 4$  центральный лепесток уже не является максимальным.

Полная кривизна поля определяется выражением

$$A(r_A, r_e) = (1/\beta) K_{20} r_e^2. \quad (14.37)$$

Здесь функция абберации уже не зависит от угла и может быть объединена в уравнении (14.29) с членом  $pr_e^2$ . Это соответствует смещению из плоскости изображения

$$z = 2K_{20} D^2 (\beta r_e^2 - 2K_{20} D)^{-1} \quad (14.38)$$

и может быть скомпенсировано изменением фокусировки. Дисторсия описывается функцией

$$A(r_A, r_e, \varphi_e) = K_{11} r_e \cos \varphi_e, \quad (14.39)$$

которая может быть сгруппирована в уравнении (14.29) с членом  $qr_e \cos(\varphi_e - \varphi_i)$ ; это приводит к изменению значения  $q$ , т. е. к боковому смещению дифракционной диаграммы в целом. В общем случае анализ характеристик сканирования для диэлектрической линзы затруднителен. Методами геометрической оптики была получена конструкция [153], не имеющая сферической абберации и обычной комы.

Более усовершенствованные методы [91, 456] дают для широкоугольных линз идеальную коррекцию в двух симметрично расположенных относительно оси точках. Эти точки можно выбрать с достаточно большим угловым смещением, соответствующим заданному сектору сканирования, поскольку в промежуточных точках расфокусировка не превосходит допустимых пределов. При дальнейшем улучшении этого метода [59, 199, 425] абберация минимизируется или обращается в нуль в третьей точке, которая располагается на оси; в этом случае траекторию сканирования представляет окружность, проходящая через эту точку и два идеальных фокуса. Образец такой линзы из полистирола для частоты  $24 \text{ ГГц}$ , имеющий 4 зоны,  $f/d = 0,48$  и апертуру около  $36\lambda$ , обеспечивает сканирование без больших искажений диаграммы направленности в секторе  $\pm 11$  диаграмм.

Для широкоугольного сканирования можно применять металлопластинчатые линзы, поскольку длина лучей внутри линзы по-

стоянна и не зависит от углового положения облучателя. Анализ простой металло-пластинчатой линзы был проведен [55, 56] лишь для систем с цилиндрической симметрией и только для плоскости, в которой производится фокусирование лучей. Затем фазовые ошибки, возникающие вследствие смещения облучателя от оси, можно разложить в ряд по степеням поперечной координаты в плоскости апертуры. Ограничения, накладываемые на члены с квадратичной и кубической ошибками на краю линзы, определяют дугу наилучшей фокусировки для облучателя. При более детальном анализе [355, 398] учитываются другие степени свободы, такие как толщина линзы и формы ее передней и задней поверхностей. Был произведен расчет aberrаций [84] при двухмерном сканировании для линз с клеточной структурой. Одна из конструкций [564] такой линзы с нагрузкой, дающей переменный показатель преломления, имела луч шириной  $2,1^\circ$  по азимуту и  $2,7^\circ$  по углу места; сектор сканирования  $\pm 25^\circ$  перекрывался с помощью 12 рупорных облучателей, формировавших веерную диаграмму направленности.

#### 14.5.4. Широкоугольные отражатели

Сферические отражатели могут применяться в качестве широкоугольных антенн [364] в том случае, если путем ограничения апертуры уменьшить эффекты сферической aberrации. В сферической сегментной антенне первичный облучатель располагается посередине между центром кривизны и отражающей поверхностью. Вблизи оси выходящие лучи параллельны, однако более удаленные лучи сходятся. При перемещении облучателя в направлении зеркала эффективная апертура при заданной фазовой ошибке увеличивается.

При максимальной фазовой ошибке, равной приблизительно  $\lambda/8$ , был получен [10] луч шириной около  $1^\circ$  на частоте 9 Гц при фокусном расстоянии около 233 см и апертуре  $305 \times 76$  см; уровень боковых лепестков составлял около  $-16$  дБ. Сферический рефлектор с апертурой около 3 м, работающий [286] на частоте 11,2 Гц, давал луч шириной около  $1,76^\circ$  и уровень боковых лепестков около  $-20$  дБ, усиление равнялось 39,4 дБ, а полный сектор сканирования составлял  $140^\circ$ . Аналогичные результаты были получены с параболическим тором [230]. Несколько лучшая компенсация фазовых ошибок в раскрыве получается для эллиптического тора [340]; образец с радиусом 68 см, работавший на частоте 35 Гц, давал луч шириной  $1,2$  и  $1,3^\circ$  соответственно в плоскостях *E* и *H* и уровень ближних боковых лепестков около  $-10$  дБ.

Aberrации отражающих поверхностей корректируются с помощью вспомогательных линз или зеркал. Пользуясь такими методами компенсации, можно эффективно использовать апертуру большего размера за счет усложнения конструкции и уменьшения полезного угла сканирования. Так, например, сферический отражатель может быть частично скорректирован [44] с помощью кон-

центрической диэлектрической линзы. В двухслойной усеченной цилиндрическо-параболической антенне, представляющей систему из параллельных пластин, выбором расположения облучателя можно частично скорректировать фазу; кроме того, можно использовать корректирующие устройства, не связанные с облучателем. Антенна с апертурой в 46 см, имевшая в центре кривизны зеркала несферическую диэлектрическую линзу типа Шмидта, могла на частоте 9,5 Гц сканировать в секторе  $\pm 8$  диаграмм при потере усиления не более 1 дБ. В другой антенне такого же типа [389] хорошие результаты получились, если на одной из полусферических поверхностей помещался вспомогательный рефлектор. Линза типа Мангина, расположенная на отражающей поверхности, компенсирует сферическую абберацию и кому. В одном из методов расчета [96] металло-пластинчатой линзы для каждой точки дуги качания облучателя приравняются фазовые набеги вдоль трех различных лучей. В зеркале с такой коррекцией преломляющий профиль представляет собой коническое сечение, которое в частности может быть окружностью; остаточные фазовые ошибки для углов отклонения, достигающих  $45^\circ$ , в основном симметричны относительно центрального луча; дополнительная фокусировка системы в отклоненных положениях позволяет превратить дугу сканирования в окружность.

В другом способе широкоугольного сканирования используются квазиточечные облучатели. При падении на антенну плоской волны неидеально сфокусированные лучи воспринимаются [441] несколькими приемными элементами, расположенными в фокальной области, в которой сконцентрирована энергия. В качестве многоэлементного облучателя иногда используют решетку из продольных шунтовых щелей, в которой можно независимо управлять фазовым и амплитудным распределениями излучающих элементов. В другом сходном методе [447] приемные элементы располагались вдоль оси и фазировались таким образом, чтобы лучи перехватывались в точках пересечения с осью. Сканирование получалось при вращении такой решетки вокруг центра кривизны зеркала.

Предложены [387] рефлекторы, имеющие в общем форму сферического зеркала с зонными ступеньками, работа которых основана на явлениях отражения и дифракции. Рефлектор дает идеальную коррекцию сферической абберации и удовлетворяет условию синусов Аббе. Более существенное значение имеет здесь хроматическая абберация, так что рефлектор может работать лишь в узкой полосе частот. Сканирование осуществляется путем поперечного смещения точечного облучателя в фокальной области; рефлектор, который состоит лишь из конических поверхностей, можно изготовить из плоских листов.

Образец такого рефлектора [357], имеющий диаметр апертуры 40 см, давал на частоте 35 Гц луч шириной около  $1,5^\circ$  и мог сканировать в пределах  $\pm 17,5^\circ$  без заметного расширения луча при уровне лепестков не более  $-15$  дБ и потере усиления по сравнению

с центральным положением не более 2 дб. В другом образце [633], работающем на частоте 9,4 Гц, с помощью двойного облучателя [688] производилась коррекция астигматизма. На этой же частоте в качестве фокусирующего устройства применялась [622] зонная пластинка.

## 14.6. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ОБТЕКАТЕЛИ

### 14.6.1. Слоистые материалы

Обтекатели устанавливаются для герметизации сверхвысоко-частотной аппаратуры и защиты антенны от атмосферных воздействий. Диэлектрические листы, которые обычно используются для конструирования обтекателей, должны иметь на рабочей частоте малые потери и малые отражения. Чтобы выполнить первое требование, используются материалы с малым тангенсом угла потерь, например пластинки или керамики. Второе требование осуществляется за счет правильного выбора толщины и конструкции материала. При рассмотрении отражения диэлектрическим материалом приближенно считается, что падающая волна и граница раздела являются плоскими.

На рис. 14.21 даны графики коэффициента передачи мощности и коэффициента отражения по амплитуде в зависимости от толщины при нормальном падении для  $\epsilon = 4$  и  $\text{tg} \delta = 0,018$  и  $0,18$ . Для очень тонкого слоя получается полная передача и нулевое отражение; для слоя с четвертьволновой толщиной получается плохое прохождение и большое отражение, так как в этом случае отражения от двух границ складываются. При увеличении толщины прохождение улучшается, а отражение уменьшается до тех пор, пока при полуволновой толщине не произойдет компенсации отражений. Поскольку волна при двойном прохождении через слой затухает, компенсация отражений будет неполной.

На рис. 14.22, а показан коэффициент отражения от тонкого слоя; значения этого коэффициента, если электрический вектор параллелен плоскости падения, получаются меньшими, чем при перпендикулярной ориентации, поскольку для угла Брюстера отражение равно нулю, и, таким образом, при минимизации отражений надо рассматривать лишь случай перпендикулярной поляризации. Для большей механической прочности используются более толстые листы, показанные на рис. 14,22, б. В изображенном примере отражение минимизировано для угла падения  $30^\circ$ , поскольку толщина слоя выбрана из соотношения

$$w = (n\lambda/2) (\epsilon - \sin^2 \theta)^{-1/2}; \quad (14.40)$$

из графика видно, что отражения малы для углов падения от 0 до  $50^\circ$ . Более низкие потери имеют трехслойные материалы, изображенные на рис. 14.22, в, так как внутренний слой может иметь небольшую плотность, а его толщину можно выбрать так, чтобы

отражения от тонких прочных, имеющих большую плотность наружных слоев взаимно компенсировались.

В пятислойной конструкции, изображенной на рис. 14.22, з, два внутренних слоя разнесены на расстояние, при котором отра-

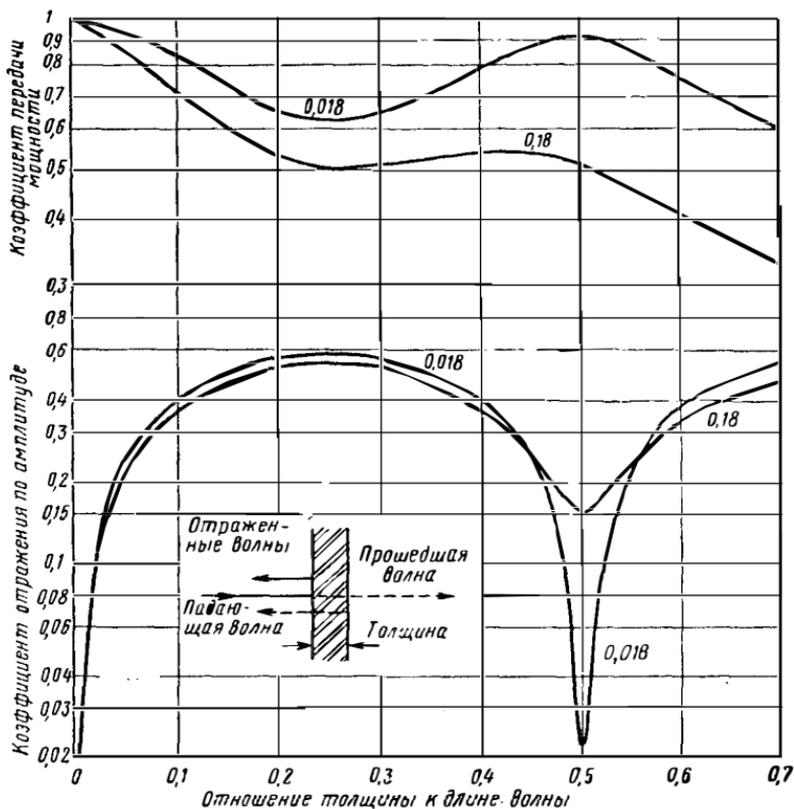


Рис. 14. 21. Отражение и прохождение через диэлектрическую пластину.

Кривые даны для нормального падения и двух значений тангенса потерь. Диэлектрическая проницаемость равна 4,0. [См. [64].]

жения взаимно компенсируются при каком-либо втором значении угла падения. Для показанного примера минимумы отражения имеют место при 20 и 60°, и, как видно из графика, отражение мало в широком диапазоне углов. Другой материал, изображенный на рис. 14.22, д, состоит из двух полуволновых слоев, разделенных внутренним слоем, причем параметры подобраны так, что коэффициент отражения обращается в нуль в двух точках. Наконец, отражение от поверхности можно уменьшить с помощью четвертьволновых согласующих слоев, как показано на рис. 14.22, е. У такой конструкции нет угла Брюстера, и, таким образом, если используются обе поляризации, то первый минимум должен быть

при нормальном падении. Затем толщина диэлектрика подбирается так, чтобы получился второй минимум.

На основе метода, описанного в разд. 13.3.1, разработан новый материал для обтекателя, в котором емкостное отражение от листа компенсируется индуктивным отражением от погруженной в него

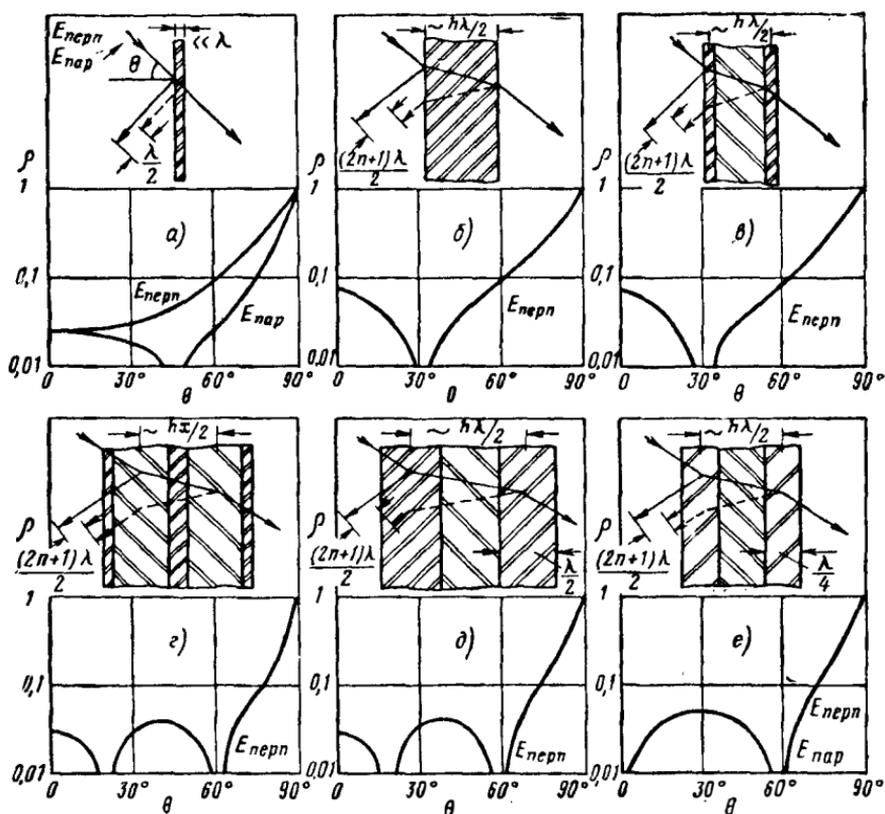


Рис. 14. 22. Материалы для обтекателей.

Показана зависимость коэффициента отражения по амплитуде от угла падения: а—тонкий лист; б—лист толщиной в несколько полуволн; в—трехслойная конструкция с тонкими наружными слоями; г—многослойная конструкция; д—трехслойная конструкция с полуволновыми наружными слоями; е—конструкция с четвертьволновыми согласующими слоями.

металлической сетки. Лист толщиной 4,5 мм из пропитанной смлой стеклоткани имел [728] коэффициент отражения по полю менее 0,2 в диапазоне частот 3,7—4,2 Гц для углов падения вплоть до 45°. Величина отражения не выходила за эти пределы при изменении значений параметров в следующих пределах:  $\epsilon$  от 3,6 до 4,4, толщины от 35 до 65 мм, диаметра провода от 0,16 до 0,22 мм, расстояния между проводами от 14,5 до 20,5 мм, а также при смещении проволок от номинального положения на  $\pm 1,1$  мм.

## 14.6.2. Практические конструкции

Обтекатель может заметно изменять характеристики антенны [586, 587, 588], поэтому он должен быть соответственно рассчитан как часть общей конструкции. В некоторых случаях, например для первичного облучателя, требуется лишь простая герметизирующая оболочка. Диэлектрический колпак для небольшого секторного рупора, изображенный на рис. 14.23, *а*, расположен близ-

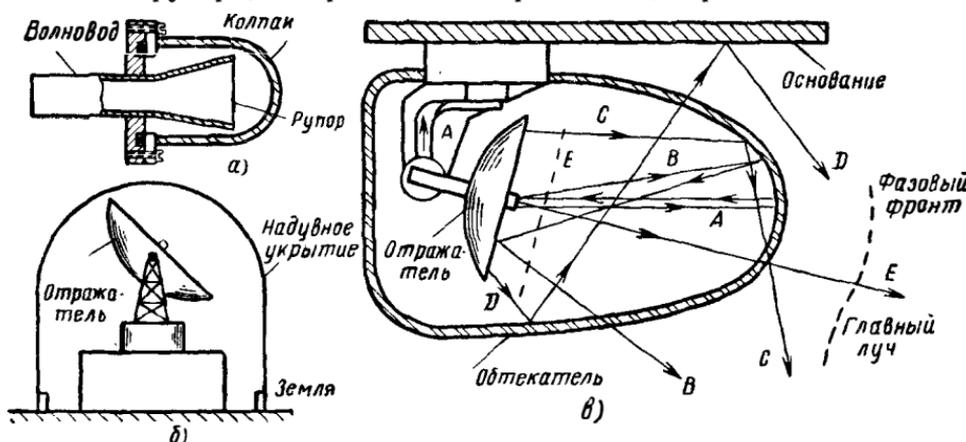


Рис. 14. 23. Герметизирующие оболочки и обтекатели:

*а* — небольшой колпак для секторного рупора; *б* — надувное укрытие для большой антенны; *в* — жесткий обтекатель; *А* — поле, отраженное обратно к облучателю, *В*, *С* и *Д* — паразитные лепестки и *Е* — искажение волнового фронта в главном лепестке.

ко к излучающей апертуре, и вся конструкция согласуется как единое целое. Для защиты всей антенной наземной установки от атмосферных воздействий часто используются конструкции в виде надутых баллонов с избыточным давлением около 1,4 атм.

Такое устройство изображено на рис. 14.23, *б*; поскольку оболочка баллона очень тонкая, отражения от нее пренебрежимо малы. Для жестких обтекателей требуется более толстый материал, который может одновременно являться частью конструкции тороидальной антенны с сектором в  $360^\circ$ . В одной конструкции [216] на частоте 9,5 Гцц был использован трехслойный материал; он состоял из двух тонких наружных слоев стеклоткани, разделенных внутренним слоем эбонита. К жестким укрытиям [709], предназначенным для открытого наземного использования, должны предъявляться требования, чтобы они выдерживали ветер до 300 км/час и окружающую температуру от  $-55$  до  $+75^\circ\text{C}$ . Укрытие в виде полусферы диаметром 18 м было сделано [109] из листов стеклоткани толщиной 1,6 мм, укрепленных на раме из диэлектрических опор шириной 7,5 см и толщиной 0,6 см. На частоте 1,2 Гцц потери составляли 0,3 дб и влияние укрытия на диаграммы направленности сводилось к сглаживанию боковых лепестков и заплыванию нулей.

Обтекатели для самолетных антенн должны обеспечивать хорошую защиту при работе в тяжелых условиях [648]. В механических конструкциях [36] должны учитываться вес, прочность, стойкость к атмосферным воздействиям и аэродинамические характеристики. Такой обтекатель изображен на рис. 14,23,в, из которого видно, что его влияние на характеристики антенны обусловлено несколькими причинами. Потери в диэлектрике уменьшают усиление, и поскольку они могут зависеть от угла падения, постольку возможно небольшое изменение формы диаграммы направленности [379]. Кроме того, на излучение антенны влияют фазовые искажения, боковые смещения и изменение поляризации, особенно при сильно искривленных конструкциях обтекаемой формы. Амплитуда и фаза отраженного обратно к антенне поля зависит от частоты и может изменяться в течение цикла сканирования, что вызывает нестабильность в работе передатчика. У остронаправленных антенн с цилиндрическим или сферическим обтекателем отраженное поле может оказаться в какой-то степени сфокусированным вблизи первичного облучателя, что может привести к искажению диаграммы направленности из-за переизлучения. Этот эффект существенно влияет на антенны с равносигнальным направлением и в идеальном случае центр обтекателя должен находиться на оси вращения антенны. Чрезмерно большие отражения от боковых сторон обтекателя могут привести к паразитному излучению под большими углами относительно главного лепестка.

Точные измерения [10, 256, 747] позволяют обнаружить эти искажения. Их можно устранить, располагая поверхности обтекателя нормально к излучаемому лучу; при этом коэффициент передачи через диэлектрическую структуру должен быть оптимальным во всем требуемом диапазоне углов падения.

Для получения механической прочности обычно требуется применять обтекатель из толстого материала и чтобы обеспечить малую величину потерь и отражений, надо использовать соответствующую конструкцию. На частотах порядка  $3 \text{ Гц}$  такая конструкция может быть однослойная; на более высоких частотах толщина слоя будет составлять несколько полуволн. Однако в этом диапазоне у многослойных материалов характеристики несколько лучше. Трехслойная конструкция с двумя наружными полуволновыми слоями из-за ее веса и толщины практически применяется лишь на частотах  $24 \text{ Гц}$  и выше. Для самолетных обтекателей материалом могут служить пластики [36, 651] и керамика [194].

## 14.7. ТЕХНИКА ИЗМЕРЕНИЙ

### 14.7.1. Эквивалентные контуры

Полная характеристика направленности антенны включает в себя пространственное распределение эквивалентных поверхностей, направление электрического вектора и его амплитуду в каждой

точке пространства. Полярные диаграммы небольших антенн с малым усилением и эквивалентные контуры более крупных антенн могут быть измерены в лабораторных условиях с помощью небольшого приемного зонда, укрепленного на подвижной опоре. Для точности измерений существенное значение имеет выбор зонда [317]. Здесь более предпочтительна антенна, обладающая направленностью, например рупорная антенна, нежели антенна с широким лучом,

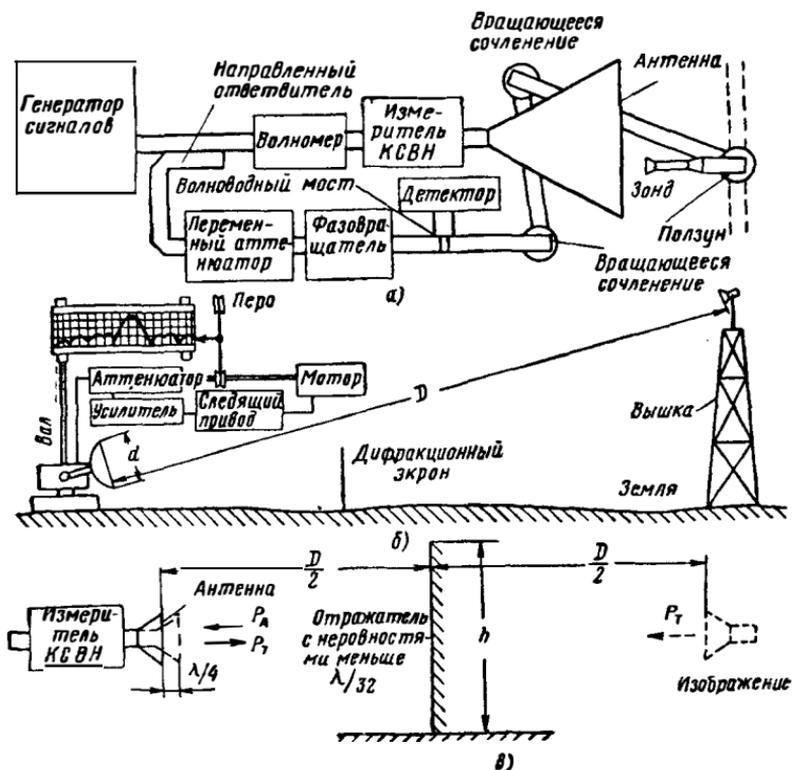


Рис. 14. 24. Измерение параметров антенн:

а — фазы и амплитуды первичных облучателей или небольших антенн; б — автоматическая запись диаграмм направленности; в — измерение усиления методом отражения Парселла.

поскольку первая имеет большее усиление и менее чувствительна к помехам, обусловленным отражениями. Однако ее недостатком является то, что она дает значения поля, усредненные по всей поверхности раскрыва рупора. Удовлетворительные результаты дает зонд [380] в виде открытого конца волновода с диэлектрической вставкой.

Измерение распределения поля вблизи антенны в общем случае производится [213] путем сравнения сигнала от антенны-зонда с сигналом от высокочастотного генератора. На рис. 14.24, а изображена установка для определения амплитудного и фазового

распределения в плоскости апертуры рупорного излучателя. Чтобы зонд имел возможность перемещаться в плоскости апертуры, необходимы гибкие сочленения, при этом было найдено, что на частоте 35 Гц система из трех вращающихся сочленений дает пренебрежимо малые фазовые ошибки. Сравнение сигналов производится с помощью волноводного моста, причем отсчеты снимаются с калиброванных фазовращателей и переменных аттенюаторов. При этом существенно, чтобы последние не вносили добавочного фазового набега. Такая измерительная установка использовалась для исследования линз [139, 317]. В более усовершенствованных вариантах [14, 20, 92, 583] вводится автоматизация измерений.

В другом методе [2] используются два измерительных зонда, разнесенные на фиксированное расстояние и подключенные к входным плечам двойного тройника. К разностному плечу тройника подключается детекторная головка и, таким образом, синфазные сигналы от зондов в результате интерференции дают минимум сигнала. Поскольку зонды располагаются близко друг от друга, и, следовательно, величина напряженности поля около них одинакова, минимум будет резким. Оба зонда и двойной тройник составляют единый узел и таким образом достаточно, чтобы гибким был лишь простой низкочастотный кабель. Эквивалентные контуры определяют путем последовательного перемещения каретки зонда; эти линии могут наноситься непосредственно на миллиметровую бумагу. При этом следует соблюдать осторожность, чтобы избежать неопределенности в областях с резкими изменениями фазы.

Напряженность поля вблизи излучающей антенны можно определить [71, 584] с помощью небольшого рассеивающего объекта. Для этого при наличии объекта в заданном положении производится измерение коэффициента стоячей волны антенны, которая первоначально была согласована. Величина коэффициента отражения связана с величиной напряженности невозмущенного поля в месте расположения рассеивающего элемента. Для повышения чувствительности и исключения помех из-за отражений от окружающих предметов применяется [101, 382] вращение рассеивающего элемента.

При этом возмущение поля, вызываемое объектом, оказывается модулированным с характеристической частотой, и после усиления и фазового детектирования влияние стационарных отражений исключается. В качестве рассеивающего элемента применялся диполь длиной  $\lambda/18$ , который вращался вокруг перпендикулярной к нему оси. Измерения, проведенные на частоте 9,375 Гц, включали измерение распределения поля в раскрые рупора размером  $1,2 \times 1,5$  см. В более удобном методе [738] в центр диполя помещен субминиатюрный диод, который питается сигналом звуковой частоты; при этом оказывается модулированным полное сопротивление диода, а следовательно, и рассеивание. При замене диполя петлей этот метод пригоден для измерений магнитного поля.

## 14.7.2. Диаграмма направленности

Диаграмма направленности антенны измеряется [103, 107, 639, 656, 693, 696] на достаточно большом расстоянии, где применимы соотношения для дальней зоны. Если требуется точная информация о нулях, то измерения должны проводиться на расстоянии, приблизительно в четыре раза превышающем релейевскую дальность. На этой дальности максимальная разность хода между центральным лучом и лучом, соответствующим краю апертуры, равна  $\pi/8$  или  $22,5^\circ$ . Выбор точки наблюдения зависит от внешних условий, мощности передатчика и чувствительности приемника. Место для измерений должно выбираться так, чтобы не было нежелательных отражений.

Если между испытуемой и измерительной антенной земная поверхность ровная и отраженный луч проходит беспрепятственно, то для испытуемой антенны можно выбрать положение, в котором при работе на прием сумма прямой и отраженной волн дает требуемое амплитудное и фазовое распределение в раскрыве. Для этого обычно испытуемая антенна должна размещаться около земной поверхности, а передающая антенна должна быть поднята. Влияние отраженной волны можно уменьшить [400], помещая на ее пути либо поглощающие, либо дифракционные экраны.

Поле излучения антенны в дальней зоне можно измерить с помощью измерителя напряженности поля. Этот измеритель подключается к приемной антенне с известным усилением, после чего по измеренной мощности напряженность поля можно рассчитать. В типичных измерениях [407] на частоте  $3,3 \text{ ГГц}$  в качестве такой антенны использовался электромагнитный рупор с расчетным усилением  $11,5 \text{ дБ}$ . Принимаемая мощность измерялась болометром и ее значение находилось в пределах от  $1 \text{ мквт}$  до  $10 \text{ мвт}$ ; это позволяло измерять напряженности поля от  $0,1$  до  $30 \text{ в/м}$ . Эталонное поле можно получить путем излучения известной мощности излучателем с известным усилением. С помощью такого эталона, калиброванного аттенюатора и супергетеродинного приемника можно измерять более слабые поля. В установке [173], работающей в диапазоне  $400\text{—}4000 \text{ МГц}$ , шумы во входных цепях усилителя промежуточной частоты приемника использовались в качестве эталона, с которым сравнивались сигналы, полученные от измеряемого и известного калиброванного полей.

На рис. 14.24, б изображена типичная установка для измерения полярных диаграмм направленности. На прием работает испытуемая антенна, которая облучается удаленным передатчиком с линейной поляризацией. Принимаемая мощность измеряется и записывается для различных ориентаций оси антенны относительно линии визирования. Для получения полной пространственной диаграммы направленности конструкция, на которой укреплена приемная антенна, должна допускать вращение как вокруг азимутальной, так и вокруг угломестной оси. При использовании в ка-

честве передающей антенны параболоида паразитную перекрестную поляризацию можно подавить с помощью помещенного перед раскрывом решетчатого фильтра. Обычно применяются автоматические самописцы. Самописец вращается от поворотного механизма антенны, а его перо связано с мотором, вращающим аттенуатор таким образом, чтобы на выходе приемника все время поддерживался постоянный уровень сигнала [579, 580, 581]. Типичная установка [123], работающая на частоте 3 Гц, дает двухмерную диаграмму в виде контуров постоянного значения напряженности поля; используется также индикация с помощью осциллографа [585].

Часто расстояние  $4D_R$  оказывается весьма большим, например на частоте 35 Гц для параболоида диаметром 5 м оно равно 5,5 км, и такой площадки без препятствий может не оказаться. Чтобы выйти из положения, в таких случаях можно применить метод измерения диаграммы направленности в зоне Френеля [535]. При этом разность хода может быть компенсирована путем фокусирования на измерительную антенну. Фокусировку линейных решеток можно осуществить путем изгиба их по дуге, а фокусировку параболоидов — путем продольного смещения первичного облучателя [78, 82, 578]. В другом методе по измерениям, сделанным в зоне Френеля, вычисляется [19, 28, 317, 600, 730] диаграмма направленности в дальней зоне. Используя разложение поля по плоским волнам, можно показать [58], что конечные размеры приемной антенны могут быть источником ошибок при измерении усиления и уровня боковых лепестков.

Другим путем уменьшения расстояния при измерениях является применение моделей приемлемых размеров [53, 577]; этот путь особенно целесообразен для очень больших антенн [95, 662], работающих в низкочастотной части диапазона СВЧ. Из уравнений Максвелла для среды, образующей антенну, и для среды ее окружающей получаются следующие условия подобия электродинамических систем:

$$\mu\epsilon l^2 f^2 = K_1, \quad \mu\sigma l^2 f = K_2, \quad (14.41)$$

где  $l$  — линейный размер, а  $K_1$  и  $K_2$  — константы. Оба условия будут выполнены, если в одно и то же число раз увеличить  $\sigma$  и  $f$ , а  $l$  уменьшить. Для антенн СВЧ проводимость проводников близка к бесконечности, а проводимость диэлектриков близка к нулю. Поэтому моделирование параметра  $\sigma$  не требуется, а параметры  $\epsilon$  и  $\mu$  могут сохранять прежние значения. В качестве одного из крайних случаев можно отметить, что результаты [318] моделирования ромбической антенны на частоте 3 Гц хорошо согласовались с результатами, полученными на полноразмерной антенне на частоте 15 Мц.

### 14.7.3. Усиление

Если известно угловое распределение излучаемой антенной мощности, то можно вычислить КНД в произвольном направлении.

Например [273], можно поступить следующим образом: ординаты диаграмм направленности по полю, измеренные в двух главных плоскостях, возводятся в квадрат и строятся в декартовых координатах. Затем площади под этими кривыми перемножаются и делятся на произведение максимальных значений каждой кривой; после деления на  $4\pi$  получается КНД антенны. Для остронаправленных антенн такой метод, по-видимому, будет неточным, так как плотность потока энергии, излучаемой в боковых направлениях, очень мала и не может быть измерена.

Простой метод определения КНД состоит в прямом измерении мощности, передаваемой от одной антенны к другой. Если  $D$  — расстояние между антеннами, то в случае  $D \gg D_R$  принимаемая мощность будет равна

$$P_R = P_T \frac{g_{PT} A_{eR}}{4\pi D^2} = P_T \frac{g_{PT} g_{PR} \lambda^2}{16\pi^2 D^2}. \quad (14.42)$$

Таким образом, если две антенны ориентированы друг на друга так, чтобы получался максимум принимаемой мощности, то, зная  $P_R/P_T$ ,  $\lambda$  и  $D$ , можно из уравнения (14.42) определить произведение  $g_{PT} g_{PR}$ . Значения отдельных КНД, которые входят в произведение, можно найти либо используя две одинаковые антенны, либо проводя попарные измерения с тремя антеннами.

Обычные измерения удобнее делать методом сравнения, когда поочередно производится работа на передачу испытываемой антенны и антенны с известным усилением. С помощью аттенюатора мощность в антеннах регулируется так, чтобы в удаленной точке наблюдения принималась одинаковая мощность. Если  $L$  — добавочные потери, вносимые в испытываемую антенну, то ее усиление будет в  $L$  раз больше усиления эталонной антенны. Можно также эталонную антенну использовать для передачи, а испытываемую антенну использовать для приема; усиление затем определяется из уравнения (14.42).

В приведенном на рис. 14.24, в методе измерения усиления, предложенном Парселлом, используется одна передающая антенна и ее изображение в плоском отражающем экране. Если антенна находится от экрана на расстоянии  $1/2 D$ , то усиление можно найти из значения КСВН, обусловленного отраженной энергией с помощью соотношения

$$g_P = \rho \frac{4\pi D}{\lambda} = \frac{S-1}{S+1} \frac{4\pi D}{\lambda}. \quad (14.43)$$

Для получения точных результатов следует учесть эффект переизлучения [350, 731]. При изменении расстояния до экрана величина  $1/\rho$  будет колебаться с амплитудой  $\pm m$ , где

$$m \approx [(1 - \eta_A)/\eta_A]^{1/2}. \quad (14.44)$$

Период колебаний равен  $1/2\lambda$ ; таким образом, значения КСВН надо измерить на двух расстояниях, отличающихся на  $1/4\lambda$ , и из двух получившихся по формуле (14.43) значений усиления надо взять среднее арифметическое. Этот принципиально новый метод имеет все же ряд практических недостатков, которые препятствуют его широкому применению.

## ЛИТЕРАТУРА

1. A g e s e n, J.: «Polarization-Transforming Plane Reflector for Microwaves», *Acta Polytech.*, 1957, No. 239, p. 1.
2. A j i o k a, J. S.: «A Microwave Phase Contour Plotter», *Proc. I.R.E.*, 1955, **43**, p. 1088.
3. A l l e n, C. C.: «Radiation Patterns for Aperture Antennas with Non-Linear Phase Distributions», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1953, pt 2, p. 9.
4. A l r e d, R. V.: «Experiments with Yagi Aerials at 600 Mc/s», *J.I.E.E.*, 1946, pt IIIA, No. 10, p. 1490.
5. A l r e d, R. V.: «A Switched-Beam Directive Aerial on 600 Mc/s», *J.I.E.E.*, 1946, pt IIIA, No. 2, p. 411.
6. A n a s t a s s i a d e s, M., C a r o u m b a l o s, C., and B o u l o h e r i s, C.: «On the Optimum Radiation from a Sawtooth Aerial used at Microwave Frequencies», *Ann. Telecomm.*, 1958, **13**, p. 83.
7. A n g e l a k o s, D. J., and K o r m a n, M. M.: «Radiation from Ferrite-Filled Apertures», *Proc. I.R.E.*, 1956, **44**, p. 1463.
8. A n g u l o, C. M.: «A Variational Expression for the Terminal Admittance of a Semi-Infinite Dielectric Rod», *Trans. I.R.E.*, 1959, **AP-7**, p. 207.
9. A s h m e a d, D.: «Optimum Desing of Linear Arrays in the Presence of Random Errors», *Trans. I.R.E.*, 1952, **AP-4**, p. 81.
10. A s h m e a d, J. and P i p p a r d, A. B.: «The Use of Spherical Reflectors as Microwave Scanning Aerials», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 3, p. 627.
11. A s s a l y, R. N.: «Experimental Investigation of a Homogeneous Dielectric Sphere as a Microwave Lens», *Canadian J. Phys.*, 1958, **36**, p. 1430.
12. B a c h y n s k i, M. P., and B e k e f i, G.: «Aberrations in Circularly Symmetric Microwave Lenses», *Trans. I.R.E.*, 1956, **AP-4**, p. 412.
13. B a c h y n s k i, M. P., and B e k e f i, G.: «Study of Optical Diffraction Images at Microwave Frequencies», *J. Opt. Soc. Amer.*, 1957, **47**, p. 428.
14. B a c o n, J.: «An Automatic X-Band Phase Plotter», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1954, **10**, p. 256.
15. B a i l i n, L. L.: «The Radiation Field produced by a Slot in a Large Circular Cylinder», *Trans. I.R.E.*, 1955, **AP-3**, No. 3, p. 128.
16. B a i l i n, L. L., and E h r l i c h, M. J.: «Factors affecting the Performance of Linear Arrays», *Proc. I.R.E.*, 1953, **41**, p. 235.
17. B a r b i e r e, D.: «A Method for Calculating the Current Distribution of Tchebycheff Arrays», *Proc. I.R.E.*, 1952, **40**, p. 78.
18. B a r l o w, H. E. M.: «The Power Radiated by a Surface Wave Circulating around a Cylindrical Surface», *Proc. I.E.E.*, 1959, **106B**, p. 180.
19. B a r r a r, R. B., and W i l c o x, C. H.: «On the Fresnel Approximation», *Trans. I.R.E.*, 1958, **AP-6**, p. 43.
20. B a r r e t t, R. M., and B a r n e s, M. H.: «Automatic Antenna Wave-Front Plotter», *Electronics*, 1952, **25**, January, p. 120.
21. B a r r o w, W. L., and G r e e n e, F. M.: «Rectangular Hollow-Pipe Radiators», *Proc. I.R.E.*, 1938, **26**, p. 1498.
22. B a r r o w, W. L., and L e w i s, F. D.: «The Sectoral Electromagnetic Horn», *Proc. I.R.E.*, 1939, **27**, p. 41.

23. Barrow, W. L., and Chu, L. J.: «The Theory of the Electromagnetic Horn», *Proc. I.R.E.*, 1939, 27, p. 51.
24. Barrow, W. L., Chu, L. J., and Jansen, J. J.: «Biconical Electromagnetic Horns», *Proc. I.R.E.*, 1939, 27, p. 769.
25. Barrow, W. L., and Shulman, C.: «Multiunit Electromagnetic Horns», *Proc. I.R.E.*, 1940, 28, p. 130.
26. Barsky, H. S.: «Broadband Conical Helix Antennas», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt I, p. 138.
27. Bates, R.H.T., «Random Errors in Aperture Distributions», *Trans. I.R.E.*, 1959, AP-7, p. 369.
28. Bates, R. H. T., and Elliott, J.: «The Determination of the True Side-Lobe Level of Long Broadside Arrays from Radiation-Pattern Measurements made in the Fresnel Region», *Proc. I.E.E.*, 1956, 103C, p. 307.
29. Baur, K.: «The Phase Centre of Aperture Radiators», *Arch. elekt. Übertragung*, 1955, 9, p. 541.
30. Beam, R. E., Astraham, M. M., and Mathias, H. F.: «Open-ended Waveguide Radiators», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1949, 4, p. 472.
31. Bekefi, G., and Farnell, G. W.: «A Homogeneous Dielectric Sphere as a Microwave Lens», *Canad. J. Phys.*, 1956, 34, p. 790.
32. Benoit, J.: «Omnidirectional Centimetre-Wave Aerial using a Slotted Waveguide and  $E_{01}$  Waves», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1947, 225, p. 1296.
33. Bergman, W. J., and Schultz, F. V.: «The Circular Travelling-Wave Antenna», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1955, pt I, p. 40.
34. Berkowitz, B.: «Antennas Fed by Horns», *Proc. I.R.E.*, 1953, 41, p. 1761.
35. Bickmore, R. W.: «A Note on the Effective Aperture of Electrically Scanned Arrays», *Trans. I.R.E.*, 1958, AP-6, p. 194.
36. Birks, J. B.: «Dielectric Housings for Centimetre-Wave Antennas», *J.I.E.E.*, 1946, 93, pt IIIA, No. 4, p. 647.
37. Blasi, E. A., and Elliott, R. S.: «Scanning Antenna Arrays of Discrete Elements», *Trans. I.R.E.*, 1959, AP-7, p. 435.
38. Bohm, O.: «Cheese Aerials», *J.I.E.E.*, 1946, 93, pt IIIA, No. 1, p. 45.
39. Bolljahn, J. T.: «Some Properties of Radiation from Rectangular Waveguides», *Proc. I.R.E.*, 1949, 37, p. 617.
40. Booker, H. G.: «Slot Aerials and their Relation to Complementary Wire Aerials», *J. I. E. E.* 1946, 93, pt IIIA, No. 4, p. 620.
41. Booker, H. G., Rumsey, V. H., Deschamps, J., Kales, M. L., and Bohner, J. I.: «Techniques for Handling Elliptically Polarized Waves with Special Reference to Antennas», *Proc. I.R.E.*, 1951, 39, p. 533.
42. Bouix, M.: «Contribution to the Study of Dielectric Aerials», *Ann. Telecomm.*, 1952, 7, pp. 217, 276, 336 and 350.
43. Bouix, M.: «Measurements on Aerials for Centimetre Wavelengths», *Ann. Telecomm.*, 1953, 8, p. 314.
44. Bouwers, A.: «Achievements in Optics» (Elsevier, Amsterdam, 1946).
45. Braun, E. H., «Gain of Electromagnetic Horns», *Proc. I.R.E.*, 1953, 41, p. 109.
46. Braun, E. H. «Calculation of the Gain of Small Horns», *Proc. I.R.E.*, 1953, 41, p. 1785.
47. Braun, E. H.: «Some Data for the Design of Electromagnetic Horns», *Trans. I.R.E.*, 1956, AP-4, p. 29.
48. Braun, E. H.: «Radiation Characteristics of the Spherical Luneberg Lens», *Trans. I.R.E.*, 1956, AP-4, p. 132.
49. Breitenhuber, L.: «The Radiation of Circular-Cylinder Waveguides Obliquely Mounted in a Metallic Screen», *Z. Phys.*, 1959, 155, p. 441.

50. Brewitt-Taylor, E. G.: «A Detailed Experimental Study of Factors influencing the Polar Diagram of a Dipole in a Parabolic Mirror», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 4, p. 679.
51. Broussard, G.: «New Type of Aerial with Plane Structure», *Ann. Radiolect.*, 1956, **11**, No. 43, p. 70.
52. Brown, G. H., and Epstein, J.: «A Pretuned Turnstile Antenna», *Electronics*, 1945, **18**, June, p. 102.
53. Brown, G. H., and King, R.: «High-Frequency Models in Antenna Investigations», *Proc. I.R.E.*, 1934, **22**, p. 457.
54. Brown, J., and Spector, J. O.: «The Radiating Properties of End-Fire Aerials», *Proc. I.E.E.*, 1957, **104B**, p. 27.
55. Brown, J., and Jones, S.S.D.: «Microwave Lenses», *Electronic Engng*, 1950, **22**, pp. 127, 183, 227, 264, 358 and 429.
56. Brown, J.: «Microwave Wide-Angle Scanners», *Wireless Engr*, 1953, **30**, p. 250.
57. Brown, J.: «Microwave Lenses» (Methuen, London, 1953).
58. Brown, J.: «A Theoretical Analysis of some Errors in Aerial Measurements», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105C**, p. 343.
59. Brown, R. M.: «Dielectric Bifocal Lenses». *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1956, pt 1, p. 180.
60. Butson, P. C., and Thompson, G. T.: «The Effect of Flanges on the Radiation Patterns of Waveguide and Sectoral Horns», *Proc. I.E.E.*, 1959, **106B**, p. 422.
61. Butterfield, F. E.: «Dielectric Sheet Radiators», *Trans. I.R.E.*, 1954, **AP-3**, No. 4, p. 152.
62. Byers, H. G., and Katchky, M.: «Slotted-Waveguide Array for Marine Radar», *Electronics*, 1958, **31**, December 5th, p. 94.
63. Bystrom, A., and Bernstein, D. G.: «An Experimental Investigation of Cavity Mounted Helical Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 53.
- \*64. Cady, W. M., Karelitz, M. B., and Turner, L. A.: «Radar Scanners and Radomes» (McGraw-Hill, New York, 1949).
65. Calligaris, L.: «The Construction of Horn-Type Aerials with Parabolic Reflectors», *Alta Frequenza*, 1958, **27**, p. 401.
66. Carlson, J. F., and Heins, A. E.: «The Reflection of an Electromagnetic Plane Wave by an Infinite Set of Plates», *Quart. appl. Math.*, 1947, **4**, p. 313.
67. Carrara, N., Ronchi, L., Schaffner, M., and Francia, G. T. di: «Recent Research on Microwave Optical Systems», *Alta Frequenza*, 1957, **26**, p. 116.
68. Carter, D.: «Wide-Angle Radiation in Pencil-Beam Antennas», *J. appl. Phys.*, 1955, **26**, p. 645.
69. Carter, D.: «Phase Centres of Microwave Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 597.
70. Carter, P. S.: «Mutual Impedance Effects in Large Beam Scanning Arrays», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 276.
71. Casimir, H. B. G.: «On the Theory of Electromagnetic Waves in Resonant Cavities», *Philips res. Rep.*, 1951, **6**, p. 162.
72. Chait, H. N.: «Microwave Radar Antenna», *Electronics*, 1951, **24**, March, p. 103.
73. Chait, H. N.: «Wide-Angle-Scan Radar Antenna», *Electronics*, 1953, **26**, January, p. 128.
74. Chatterjee, J. S.: «Radiation Field of a Conical Helix», *J. appl. Phys.*, 1953, **24**, p. 550.
75. Chatterjee, R., and Chatterjee, S. K.: «Some Investigations on Dielectric Aerials, Part I», *J. Indian Inst. Sci.*, 1956, **38**, p. 93.
76. Chatterjee, R., and Chatterjee, S. K.: «Some Investigations on Dielectric Aerials», *J. Instn Telecomm. Engrs (New Delhi)*, 1957, **3**, p. 280.

77. Checcacci, P. F., and Russo, V.: «Experimental Test on Some Microwave Configuration Lenses», *Alta Frequenza*, 1958, **27**, No. 2, p. 92.
78. Cheng, D. K., and Grusauskas, P.: «Determination of Aperture Phase Errors in Microwave Reflectors», *J. Franklin Inst.*, 1955, **260**, p. 99.
79. Cheng, D. K.: «On the Simulation of Fraunhofer Radiation Patterns in the Fresnel Region», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 399.
80. Cheng, D. K., and Ma, M. T.: «A New Mathematical Approach for Linear Array Analysis», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 255.
81. Cheng, D. K.: «Effect of Arbitrary Phase Errors on the Gain and Beamwidth Characteristics of Radiation Pattern», *Trans. I. R. E.*, 1955, **AP-3**, No. 3, p. 145.
82. Cheng, D. K.: «Microwave Aerial Testing at Reduced Ranges», *Wireless Engr*, 1956, **33**, p. 234.
83. Chernin, M. G.: «Slot Admittance Data at  $K_A$  Band», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 632.
84. Cheston, T. C., and Shinn, D. H.: «Scanning Aberrations of Radio Lenses», *Marconi Rev.*, 1952, **15**, p. 174.
85. Cheston, T. C.: «Secondary Beams from Metal Lenses», *Marconi Rev.*, 1954 **17**, p. 10.
86. Chlavin, A.: «A New Antenna Feed having Equal E- and H-plane Patterns», *Trans. I. R. E.*, 1954, **AP-2**, No. 3, p. 113, and *Proc. I. R. E. Austral.*, 1956, **17**, p. 88.
87. Chlavin, A., Kurtz, L. A., and Rosen, S. A.: «Electronically Scanned Microwave Arrays Employing Synchronous Ferrite Phase Shifters», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt I, p. 25.
88. Chu, L. J.: «Calculation of the Radiation Properties of Hollow Pipes and Horns», *J. appl. Phys.*, 1940, **11**, p. 603.
89. Chu, T. S.: «On the Use of Uniform Circular Arrays to Obtain Omnidirectional Patterns», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 436.
90. Clarke, R. H.: «A Method of Estimating the Power Radiated Directly at the Feed of a Dielectric-Rod Aerial», *Proc. I. E. E.*, 1957, **104B**, p. 511.
91. Cloutier, G. G., and Bekefi, G.: «Scanning Characteristics of Microwave Aplanatic Lenses», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 391.
92. Cochran, C. A.: «A Phase-Front Plotter for Testing Microwave Aerials», *Elliott J.*, 1951, **1**, p. 29.
93. Cohen, M. H.: «On the Bandwidth of Cavity Antennas», *J. appl. Phys.*, 1954, **25**, p. 582.
94. Cohn, S. B.: «Analysis of the Metal Strip Delay Structure for Microwave Lenses», *J. appl. Phys.*, 1949, **20**, p. 257.
95. Corazza, G. C., and Francini, G.: «Tests on a Model of an Aerial for Use in Radio Astronomy», *Ricerca sci.*, 1959, **27**, p. 1777.
96. Cornbleet, S.: «A New Design Method for Phase-Corrected Reflectors at Microwave Frequencies», *Proc. I. E. E.*, 1960, **107C**, p. 179.
97. Cottony, H. V., and Wilson, A. C.: «Gains of Finite-Size Corner-Reflector Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 366.
98. Crompton, J. W.: «On the Optimum Illumination Taper for the Objective of a Microwave Aerial», *Proc. I. E. E.*, 1954, **101**, pt III, p. 371.
99. Cullen, A. L.: «On the Channel-Section Waveguide Radiator», *Phil. Mag.*, 1949, **40**, p. 417.
100. Cullen, A. L., and Goward, F. K.: «The Design of a Waveguide Fed Array to give a Specified Radiation Pattern», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 4, p. 683.
101. Cullen, A. L., and Parr, J. C.: «A New Perturbation Method for Measuring Microwave Fields in Free Space», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102B**, p. 836.
102. Cumming, W. A.: «A Nonresonant Endfire Array for V. H. F. and U. H. F.», *Trans. I. R. E.*, 1955, **AP-3**, p. 52.

103. Cumming, W. A.: «Radiation Measurements at Radio Frequencies: A Survey of Current Techniques», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 705.
104. Cumming, W. A., Wang, C. P., and Lo h, S. C.: «Analysis and Reduction of Scattering from the Feed of a Cheese Antenna», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 226.
105. Curtis, W. L.: «Spiral Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 298.
106. Cutler, C. C.: «Parabolic-Antenna Design for Microwaves», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 1284.
107. Cutler, C. C., King, A. P., and Kock, W. E.: «Microwave Antenna Measurements», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 1462.
108. Damonte, J. B., and Gaetano, A. F.: «Measuring Radome Tracking Error», *Electronic Industr. Tele-Tech.*, 1957, **16**, p. 66.
109. Davis, P., and Cohen, A.: «Rigid Radome Design Considerations», *Electronics*, 1959, **32**, April 17th, p. 66.
110. Dawson, L. H., and Rust, N. M.: «A Wideband Linear Array Aerial», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 4, p. 693.
111. Deschamps, J., and Esculier, G. G.: «A Practical Method for the Design of Parabolic Aerials for Microwaves», *Onde elect.*, 1952, **32**, p. 209.
112. DeVore, H. B., and Iams, H.: «Microwave Optics between Parallel Conducting Sheets», *RCA Rev.*, 1948, **9**, p. 721.
113. Dion, A.: «Nonresonant Slotted Arrays», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 360.
114. Dolph, C. L.: «A Current Distribution for Broadside Arrays which Optimizes the Relationship between Beamwidth and Side-Lobe Level», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 335, and 1947, **35**, p. 489.
115. Drude, P.: «Theory of Optics» (Longmans Green, London, 1902).
116. DuHamel, R. H.: «Optimum Patterns for Endfire Arrays», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 652.
117. DuHamel, R. H., and Ore, F. R.: «Logarithmically Periodic Antenna Designs», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, pt 1, p. 139.
118. DuHamel, R. H., and Isbell, D. E.: «Broadband Logarithmically Periodic Antenna Structures», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 1, p. 119.
119. DuHamel, R. H., and Ore, F. R.: «Log-Periodic Feeds for Lenses and Reflectors», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 128.
120. Dunbar, A. S.: «On the Theory of Antenna Beam Shaping», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 847.
121. Dunbar, A. S.: «Astigmatic Diffraction Effects in Microwave Lenses», *Trans. I. R. E.*, 1952, **AP-4**, p. 72.
122. Duncan, J. W., and DuHamel, R. H.: «A Technique for Controlling the Radiation from Dielectric Rod Waveguides», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 284.
123. Dyson, J., and Tucker, B. A. C.: «An Automatic Contour Plotter for the Investigation of Radiation Patterns for Directive Antennas», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 9, p. 1403.
- \*124. Dyson, J. D.: «The Equiangular Spiral Antenna», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 181.
125. Dyson, J. D.: «The Unidirectional Equiangular Spiral Antenna», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 329.
126. Eaton, J. E.: «On Spherically Symmetric Lenses», *Trans. I. R. E.*, 1952, **AP-4**, p. 66.
127. Edelberg, S., and Oliner, A. A.: «Mutual Coupling Effects in Large Antenna Arrays: Part I — Slot Arrays», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 286.
128. Ehrenspeck, H., Gerbes, W., and Zucker, F. J.: «Trapped Wave Antennas», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1954, pt 1, p. 25.
129. Ehrenspeck, H. W., and Poesler, H.: «A New Method

- for Obtaining Maximum Gain from Yagi Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 379.
130. Elliott, R. S.: «Mechanical and Electrical Tolerances for Two-Dimensional Scanning Antenna Arrays», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, No. 1, p. 114.
  131. Elliott, R. S.: «On the Theory of Corrugated Plane Surfaces», *Trans. I. R. E.*, 1954, **AP-2**, No. 2, p. 71.
  132. Elliott, R. S., and Rodda, E. N.: «Parasitic Arrays Excited by Surface Waves», *Trans. I. R. E.*, 1955, **AP-3**, No. 3, p. 140.
  133. Elliott R. S.: «Spherical Surface-Wave Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 422.
  134. Elliott, R. S.: «Serrated Waveguide — Part I: Theory», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 270.
  135. Eneinstein, N. H.: «Transient Build-Up of the Antenna Pattern in End-Fed Linear Arrays», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1953, pt 2, p. 49.
  136. Ernest, J.: «Radiation from a Fine Slot Traversed by a Travelling Wave», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1958, **246**, p. 2113.
  137. Ernest, J.: «Experimental Investigation of Radiation from a Fine Slot Traversed by a Travelling Wave», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1958, **246**, p. 2236.
  138. Ernest, J.: «Conical Radiation from a Travelling-Wave Slot», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1959, **248**, p. 2463.
  139. Farnell, G. W.: «Measured Phase Distribution in the Image Space of a Microwave Lens», *Canad. J. Phys.*, 1958, **36**, p. 935.
  140. Feiker, C. E., and Clark, S. C.: «Properties of Longitudinal Slots in Circular Waveguides», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1951, **10**, p. 42.
  141. Felsen, L. B.: «Radiation from Ring Sources in the Presence of a Semi-Infinite Cone», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 168.
  142. Felsen, L. B.: «Alternative Field Representations in Regions Bounded by Spheres, Cones and Planes», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 109.
  143. Fishenden, R. M., and Wibling, E. R.: «Design of Yagi Aerials», *Proc. I. E. E.*, 1949, **96**, pt III, p. 5.
  144. Flaherty, J. M., and Kadak, E.: «Early Warning Radar Antennas», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, pt 1, p. 158.
  145. Florian, H.: «Radiation from the Open End of Lecher Line or Waveguide at a Great Distance from the Opening», *Acta phys. Austriaca*, 1953, **8**, p. 42.
  146. Foldes, P.: «Travelling-Wave Cylindrical Antenna Design — A Graphical Synthesis Method», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 74.
  147. Foldes, P., and Soly mar, L.: «Lens-Aerial Design», *Electronic Radio Engr*, 1959, **36**, p. 73.
  148. Foster, J. S.: «A Microwave Antenna with Rapid Sawtooth Scan», *Canad. J. Phys.*, 1958, **36**, p. 1652.
  149. Foster, K.: «Parabolic Cylinder Aerials», *Wireless Engr*, 1956, **33**, p. 59.
  150. Franz, K., and Mann, P. A.: «The Conductance of Dipoles of Arbitrary Size and Shape», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 353.
  151. Franz, W., and Depper mann, K.: «Theory of Diffraction by a Cylinder, taking account of the Surface Wave», *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1952, **10**, p. 361.
  152. Freedman, S.: «Tuned Microwave Reflectors», *Radio Televis. News*, 1953, **50**, p. 13.
  153. Friedlander, F. G.: «A Dielectric-Lens Aerial for Wide Angle Beam Scanning», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 4, p. 658.
  154. Friis, H. T., and Lewis, W. D.: «Radar Antennas», *Bell Syst. tech. J.*, 1947, **26**, p. 219.
  155. Friis, R. W., and May, A. S.: «A New Broad-Band Microwave Antenna System», *Commun. Electronics*, 1958, March, No. 35, p. 97.

156. Frood, D. G., and Wait, J. R.: «An Investigation of Slot Radiators in Rectangular Metal Plates», *Proc. I. E. E.*, 1956, **103B**, p. 103.
157. Fry, D. W.: «Some Recent Developments in the Design of Centimetre Aerial Systems», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 10, p. 1501.
158. Fry, D. W., and Goward, F. K.: «Aerials for Centimetre Wavelengths» (University Press, Cambridge, 1950).
159. Fullilove, M. N., Scott, W. G., and Tomlinson, J. R.: «The Hourglass Scanner — A New Rapid Scan, Large Aperture Antenna», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt I, p. 190.
160. Ganapathy, N., and Hopkins, P. E. G. T.: «An Experimental Wide-Band Parabolic Aerial for the 2000 Mc/s Band», *Marconi Rev.*, 1957, **20**, p. 134.
161. Garrido, F. I.: «Lenses for Microwaves», *Rev. Telecom.*, 1951, **6**, p. 65.
162. German, J. P., and Brooks, F. E.: «The Effects of the Physical Parameters on the Bandwidth of a Folded Dipole», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 186.
163. Gilbert, E. N., and Morgan, S. P.: «Optimum Design of Directive Antenna Arrays subject to Random Variations», *Bell Syst. tech. J.*, 1955, **34**, p. 637.
164. Glasser, O. J., and Kraus, J. D.: «Measured Impedances of Helical Beam Antennas», *J. appl. Phys.*, 1948, **19**, p. 193.
165. Goatley, C., and Green, F. D.: «Circularly-Polarized Biconical Horns», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 592.
166. Goebels, F. J., and Kelly, K. C.: «Arbitrarily Polarized Planar Antennas», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt I, p. 119.
167. Goldstone, L. O., and Oliner, A. A.: «A Note on Surface Waves along Corrugated Structures», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 274.
168. Goldstone, L. O., and Oliner, A. A.: «Leaky-Waveguide Antennas: Part I — Rectangular Waveguides», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 307.
169. Goodall, E. G. A.: «Hemi-isotropic Radiators for the S and X Bands», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, p. 318.
170. Goodrich, R. F., et al.: «Radiation from Slot Arrays on Cones», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 213.
171. Goodwin, F. E., and Senf, H. R.: «Volumetric Scanning of a Radar with Ferrite Phase Shifters», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 453.
172. Goward, F. K.: «An Improvement in End-fire Arrays», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt III, p. 415.
173. Grace, A. C.: «A Radio Field-Strength Measuring Set for use in the Frequency Range 400 to 4000 Mc/s», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 8, p. 1325.
174. Gray, C. L., and Huber, J. C.: «A Method to Achieve a Collimated Circularly Polarized Beam», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 281.
175. Griffiths, H. D.: «Waveguide Arrays with Symmetrical Conductance Functions», *Canad. J. Phys.*, 1953, **31**, p. 520.
- \*176. Grinberg, G. A., Lebedev, N. N., Skal'skaya, I. P., and Uelyand, Y. S.: «Electromagnetic Field of a Linear Radiator located inside an Ideally Conducting Parabolic Screen», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1956, **30**, p. 528.
177. Gruenberg, H.: «Theory of Waveguide-Fed Slots Radiating into Parallel-Plate Regions», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 733.
178. Gruenberg, H.: «Second-Order Beams of Slotted-Waveguide Arrays», *Canad. J. Phys.*, 1953, **31**, p. 55.
179. Guertler, R.: «Impedance Transformation in Folded Dipoles», *Proc. I. R. E.*, 1950, **38**, p. 1042.
180. Gutman, A. S.: «Modified Luneberg Lens», *J. appl. Phys.*, 1954, **25**, p. 855.
181. Halliday, D. F., and Kiely, D. G.: «Dielectric Rod Aerials», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt IIIA, p. 610.

182. H a m e, T. G.: «Microwave Helical Aerials», *Electronic Engng*, 1957, **29**, p. 181.
183. H a n s e n, R. C.: «Tables of Taylor Distributions for Circular Aperture Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 23.
184. H a n s e n, W. W., and W o o d y a r d, J. R.: «A New Principle in Directional Antenna Design», *Proc. I. R. E.*, 1938, **26**, p. 333.
185. H a r r i n g t o n, R. F.: «Propagation along a Slotted Cylinder», *J. appl. Phys.*, 1953, **24**, p. 1366.
186. H a r r i n g t o n, R. F.: «Effect of Antenna Size on Gain, Bandwidth and Efficiency», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1960, **64D**, p. 1.
187. H a r r i s, E. F.: «An Experimental Investigation of the Corner-Reflector Antenna», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 645.
188. H a r r i s, E. F., «Helical Beam Antenna Performance», *Commum. Engng*, 1953, **13**, p. 19.
189. H a r v i e, R. B. R. S.: «On the Theoretical Functioning of Some Types of Centimetric Linear Arrays», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 10, p. 1548.
190. H a y c o c k, O. C., and A j i k a, J. S.: «Radiation Characteristics of Helical Aerials of a Few Turns», *Proc. I. R. E.*, 1952, **40**, p. 989.
191. H e l l g r e n, G.: «The Propagation of Electromagnetic Waves along a Conical Helix with Variable Pitch», *Chalmers Tekn. Hogsk. Handl.*, 1953, **130**, p. 1.
192. H e r s c h, W.: «The Surface-Wave Aerial», *Proc. I. E. E.*, 1960, **107C**, p. 202.
193. H e r s c o v i c i, S.: «Desing of Linear Arrays giving Optimum Radiation Pattern», *Ann. Radioelect.*, 1954, **9**, p. 352.
194. H e s s i n g e r, P. S.: «Ceramic Radomes for Aircraft», *Bull. Amer. ceram. Soc.*, 1955, **34**, p. 145.
195. H i n e s, J. N., R u m s e y, V. H., and W a l t e r, C. H.: «Travelling-Wave Slot Antennas», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 1624.
196. H i n e s, J. N., R u m s e y, V. H., and T i c e, T. E.: «On the Design of Arrays», *Proc. I. R. E.*, 1954, **42**, p. 1262.
197. H i n e s, J. N., and U p s o n, J.: «A Line Source with Variable Polarization», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 152.
198. H o l l i s, J. S., and L o n g, M. W.: «A Luneberg Lens Scanning System», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 21.
199. H o l t, F. S., and M a y e r, A.: «A Design Procedure for Dielectric Microwave Lenses of Large Aperture Ratio and Large Scanning Angle», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 25.
200. H o n e y, R. C.: «A Flush-Mounted Leaky-Wave Antenna with Predictable Patterns», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 320.
201. H o n e y, R. C. and J o n e s, E. M. T.: «A Mechanically Simple Foster Scanner», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 40.
202. H o n e y, R. C., and J o n e s, E. M. T.: «A Versatile Multiport Biconical Antenna», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 1, p. 129, and *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1374.
203. H o r t o n, C. W., and K a r a l, F. C.: «On the Diffraction of a Plane Electromagnetic Wave by a Paraboloid of Revolution», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 575.
204. H o r t o n, C. W., and M c K i n n e y, C. M.: «An Experimental Investigation of the Dielectric-Rod Antenna of Circular Cross-Section excited in the Dominant Mode», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 1246.
205. H o r t o n, C. W., K a r a l, F. C., and M c K i n n e y, C. M.: «On the Radiation Patterns of Dielectric Rods of Circular Cross Section», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 1279.
206. H o u g a r d y, R. W., and H a n s e n, R. C.: «Scanning Surface-Wave Antennas — Oblique Surface Waves over a Corrugated Conductor», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 370.
207. H u r d, R. A.: «Radiation Patterns of a Dielectric-Coated Axially-Slotted Cylinder», *Canad. J. Phys.*, 1956, **34**, p. 638.

208. Hurd, R. A.: «End-Fire Arrays of Magnetic Line Sources mounted on a Conducting Half-Plane», *Canad. J. Phys.*, 1956, **34**, p. 370.
209. Hurrle, K.: «Electromagnetic Horn Radiators with Phase-Correcting Microwave Lenses», *Arch. elekt. Übertragung*, 1952, **6**, p. 502.
210. Hurrle, K.: «Excitation and Radiation Properties of Microwave Lenses», *Fernmeldetech. Z.*, 1953, **6**, p. 332.
211. Hutchinson, P. T.: «The Image Method of Beam Shaping», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 604.
212. Hyneman, R. F.: «Closely-Spaced Transverse Slots in Rectangular Waveguides», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 335.
213. Iams, H.: «Phase Plotter for Centimetre Waves», *RCA Rev.*, 1947, **8**, p. 270.
214. Isbell, D. E.: «Log Periodic Dipole Arrays», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 260.
215. Ishimaru, A., and Held, G.: «Radiation Pattern Synthesis with Sources Located on a Conical Surface», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 91.
216. Jackson, J. A. C., and Goodall, E. G. A.: «A 360° Scanning Microwave Reflector», *Marconi Rev.*, 1958, **21**, p. 30.
217. Jakes, W. C.: «Gain of Electromagnetic Horns», *Proc. I. R. E.*, 1951, **39**, p. 160.
218. Jones, E. M. T.: «An Annular Corrugated-Surface Antenna», *Proc. I. R. E.*, 1952, **40**, p. 721.
219. Jones, E. M. T.: «Paraboloid Reflector and Hyperboloid Lens Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1954, **AP-2**, p. 119.
220. Jones, G. C.: «An Experimental Design Study of some S-and X-Band Helical Aerial Systems», *Proc. I. R. E.*, 1956, **103B**, p. 764.
221. Jones, S. S. D.: «A Wide-Angle Microwave Radiator», *Proc. I. R. E.*, 1950, **97**, p. 255.
222. Jordan, E. C.: «Electromagnetic Waves and Radiating Systems» (Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1950).
223. Junker, W. E.: «Wax Models speed Antenna Design», *Electronics*, 1959, **32**, June 26th, p. 58.
224. Kaiser, J. A.: «The Archimedean Two-Wire Spiral Antenna», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 312.
225. Kandorian, A. G.: «Three New Antenna Types and their Applications», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 70.
226. Karr, P. R.: «Radiation Properties of Spherical Antennas as a Function of Location of the Driving Force», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1951, **46**, p. 422.
227. Kay, A. F.: «Spherically Symmetric Lenses», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 32.
228. Kay, A. F.: «The Impossibility of Certain Desirable Luneberg Lens Modifications», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 87.
229. Kelleher, K. S., and Hibbs, H. H.: Organ-Pipe Radar Scanner», *Electronics*, 1952, **25**, May, p. 126.
230. Kelleher, K. S.: «A New Wide-Angle Microwave Reflector», *Tele-Tech. Electronic Industr.*, 1953, **12**, p. 98, and *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1953, pt 2, p. 56.
231. Kelleher, K. S., and Goatley, C. W.: «Dielectric Lens for Microwaves», *Electronics*, 1955, **28**, August, p. 142.
232. Kelleher, K. S., and Morrow, C. W.: «Omni-Directional Circularly Polarized Antennas», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1955, pt 1, p. 28.
233. Kelleher, K. S.: «Designing Dielectric Microwave Lenses», *Electronics*, 1956, **29**, June, p. 138.
234. Kelly, K. C., and Elliott, R. S.: «Serrated Waveguide — Part II: Experiment», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 276.
235. Kelly, K. C.: «Recent Annular Slot Array Experiments», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 1, p. 144.

236. Kennedy, Phyllis A.: «Loop Antenna Measurements», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 610.
237. Kiely, D. G.: «Factors Governing the Radiation Characteristics of Dielectric-Tube Aerials», *J.I.E.E.*, 1950, **97**, pt III, p. 311.
238. Kiely, D. G.: «Dielectric Aerials» (Methuen, London, 1953).
239. Kiely, D. G., and Collins, A. E.: «Microwave-Aerial Radiation Patterns», *Wireless Engr*, 1951, **28**, p. 23.
240. Kiely, D. G.: «Parabolic-Cylinder Aerials», *Wireless Engr*, 1951, **28**, p. 73.
241. Kiely, D. G.: «Dielectric Aerials with Shaped Radiation Patterns», *Wireless Engr*, 1951, **28**, p. 177.
242. Kiely, D. G.: «Path-Length Microwave Lenses», *Wireless Engr*, 1951, **28**, p. 248.
243. Kiely, D. G.: «Dielectric-Lens Aerial for Marine Navigational Radar», *Wireless Engr*, 1951, **28**, p. 299.
244. King, H. E.: «Directivity of a Broadside Array of Isotropic Radiators», *Trans. I.R.E.*, 1959, **AP-7**, p. 197.
245. King, R.: «Gap Problem in Antenna Theory», *J. appl. Phys.*, 1955, **26**, p. 317.
246. King, R.: «The Rectangular Loop Antenna as a Dipole», *Trans. I.R.E.*, 1959, **AP-7**, p. 53.
247. King, R. W. P.: «Theory of Linear Antennas» (University Press, Harvard, 1956).
248. King, R. W. P., and Owyang, G. H.: «The Slot Antenna with Coupled Dipoles», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 136.
249. Kleinwächter, H.: «The Propagation of Waves in Cylindrical Waveguides and the Hertzian Solution as Special Cases of the Propagation of Waves in Horns», *Arch. elekt. Übertragung*, 1951, **5**, p. 231.
250. Klopfenstein, R. W.: «Corner Reflector Antennas with Arbitrary Dipole Orientation and Apex Angle», *Trans. I.R.E.*, 1957, **AP-5**, p. 297.
251. Knudsen, H. L.: «The Field Radiated by Circular and Square Helical Beam Antennas», *Trans. Danish Acad. Tech. Sci.*, 1950, No. 8, p. 3.
252. Kock, W. E.: «Metallic Delay Lenses», *Bell Syst. tech. J.*, 1948, **27**, p. 58.
253. Kock, W. E.: «Path-Length Microwave Lenses», *Proc. I. R.E.*, 1949, **37**, p. 852.
254. Kock, W. E.: «Metal Lens Antennas», *Proc. I.R.E.*, 1946, **34**, p. 828.
255. Kock, W. E., and Stone, J. L.: «Space-Frequency Equivalence», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 499.
256. Kofoid, M. H.: «Automatic Measurement of Phase Retardation for Radome Analysis», *Rev. sci. Instrum.*, 1956, **27**, p. 450.
257. Korman, N. I., Horman, E. B., and Ford, F. R.: «Analysis of Microwave Antenna Side Lobes», *RCA Rev.*, 1952, **13**, p. 323.
258. Kornhauser, E. T.: «Radiation Field of Helical Antennas with Sinusoidal Current», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 887.
259. Kovacs, R., and Solymar, L.: «Theory of Aperture Aerials based on the Properties of Entire Functions of the Exponential Type», *Acta phys. Acad. Sci. Hung.*, 1956, **6**, p. 161.
260. Kraus, J. D.: «The Corner Reflector Antenna», *Proc. I.R.E.*, 1940, **28**, p. 513.
261. Kraus, J. D.: «Helical Beam Antenna», *Electronics*, 1947, **20** April, p. 109.
262. Kraus, J. D., and Williamson, J. D.: «Characteristics of Helical Antennas Radiating in the Axial Mode», *J. appl. Phys.*, 1948, **19**, p. 87.
263. Kraus, J. D.: «Helical Beam Antennas for Wide-Band Application», *Proc. I.R.E.*, 1948, **36**, p. 1236.
264. Kraus, J. D.: «The Helical Antenna», *Proc. I.R.E.*, 1949, **37**, p. 263.
265. Kraus, J. D.: «Antennas» (McGraw-Hill, New York, 1950).
266. Kraus, J. D.: «A Helix Theorem», *Proc. I.R.E.*, 1951, **39**, p. 563.

267. K u n z, K. S.: «Propagation of Microwaves between a Parallel Pair of Doubly Curved Conducting Surfaces», *J. appl. Phys.*, 1954, **25**, p. 642.
268. K u r t z, L. A., and E l l i o t t, R. S.: «Systematic Errors Caused by the Scanning of Antenna Arrays: Phase Shifters in the Branch Lines», *Trans. I.R.E.*, 1956, **AP-4**, p. 619.
269. K u r t z, L. A., and Y e e, J. S.: «Second-Order Beams of Two-Dimensional Slot Arrays», *Trans. I.R.E.*, 1957, **AP-5**, p. 356.
270. K y l e, R. F.: «Super-Gain Aerial Beam», *Electronic Radio Engr*, 1959, **36**, p. 338.
271. L a a f f, O.: «Parabolic Aerials with Extremely Good Matching», *Fernmeldetech. Z.*, 1952, **5**, p. 406.
272. L a u b, H., and S t ö h r, W.: «Horn-Parabola Aerials for Wide-Band Directional Radio Systems», *Erequeuz*, 1956, **10**, p. 33.
273. L a w s o n, J. D.: «Some Methods of Determining the Power Gain of Microwave Aerials», *J.I.E.E.*, 1948, **95**, pt III, p. 205.
274. L a w s o n, J. D.: «The Practical Aspects of Paraboloidal Aerial Design», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 10, p. 1511.
275. L a w s o n, J. D.: «Electromagnetic Wave Problems», *Electronic Radio Engr*, 1959, **36**, p. 332.
276. L e i c h n e r, M.: «Beam Pointing Errors of Long Line Sources», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 268.
277. L e i t n e r, A., and W e l l s, C. P.: «Radiation by Disks and Conical Structures», *Trans. I.R.E.*, 1956, **AP-4**, p. 637.
278. L e o n a r d, D. J., and Y e n, J. L.: «Junction of Smooth Flared Waveguides», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 1441.
- \*279. L e v i n, M. L.: «On the Theory of Slot Aerials in a Circular Waveguide», *Zh. tekhn. Fiz.*, 1951, **21**, p. 772.
- \*280. L e v i n, M. L.: «Passive Radiating Systems in Waveguide», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1953, **91**, p. 807.
281. L e v i n e, D. J., and S i c h a k, W.: «Dual-Mode Horn Feed for Microwave Multiplexing», *Electronics*, 1954, **27**, September, p. 162.
282. L e w i n, L.: «Reflections from Flat Sheet and Angle Reflectors», *J.I.E.E.*, 1948, **95**, p. 485.
283. L e w i n, L.: «Theory of Waveguide-Fed Slots radiating into Parallel Plate Regions», *J. appl. Phys.*, 1953, **24**, p. 232.
284. L e w i n, L.: «A Contribution to the Theory of Cylindrical Antennas — Radiation between Parallel Plates», *Trans. I.R.E.*, 1959, **AP-7**, p. 162.
285. L e w i n, L.: «Some Observations on Waveguide Coupling through Medium-Sized Slots», *Proc. I.E.E.*, 1960, **107C**, p. 171.
286. L i, T.: «A Study of Spherical Reflectors as Wide-Angle Scanning Antennas», *Trans. I.R.E.*, 1959, **AP-7**, p. 223.
287. L i n d e n b l a d, N. E.: «Slot Antennas», *Proc. I.R.E.*, 1947, **35**, p. 1472.
288. L o d g e, O l i v e r, J.: «On Electric Radiation and its Concentration by Lenses», *Phil. Mag.*, 1889, **28**, p. 48.
289. L o d g e, O l i v e r, J., and H o w a r d, J. L.: «On the Concentration of Electric Radiation by Lenses», *Nature*, 1889, **40**, p. 94.
290. L u n e b e r g, R. K.: «Mathematical Theory of Optics» (Brown University, Providence, 1944).
291. M c C a n n, J. G., and S t e g e n, R. J.: «A High-Performance Conically-Scanning X-Band Antenna of Novel Design», *Trans. I.R.E.*, 1956, **AP-4**, p. 628.
292. M c C o r m i c k, G. C.: «A Two-Dimensional Slotted Array», *Trans. I.R.E.*, 1958, **AP-6**, No. 1, p. 26.
293. M c K i n n e y, C. M.: «An Experimental Investigation of the Dielectric Rod Antenna of Circular Cross Section Excited in Rotationally Symmetrical Modes», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 11.
294. M a c L e a n, T. S., and W a t k i n s, D. A.: «Equivalence of 0 and

- 1 Space Harmonics in Helical Antenna Operation», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MTT-8**, p. 251.
295. Maas G. J. van der: «A Simplified Calculation of Dolph — Tchebycheff Arrays», *J. appl. Phys.*, 1954, **25**, p. 121.
296. Malech, R. G.: «Lightweight High-Gain Antenna», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 1, p. 193.
297. Malech, R. G., and Blank, S. J.: «Experiments and Calculations on Surface-Wave Antennas», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 1, p. 74.
298. Malloch, P.: «Dielectric Directional Radiators», *Fernmeldetech. Z.*, 1949, **2**, p. 33.
299. Marcuvitz, N.: «On Field Representations in Terms of Leaky Modes or Eigenmodes», *Trans. I.R.E.*, 1956, **AP-4**, p. 192.
300. Markow, E. W.: «Servo Phase Control shapes Antenna Pattern», *Electronics*, 1959, **32**, January 2nd, p. 50.
301. Marsh, J. A.: «Current Distributions on Helical Antennas», *Proc. I.R.E.*, 1951, **39**, p. 668.
302. Martindale, J. P. A.: «Lens Aerials at Centimetric Wavelengths», *J. Brit. I.R.E.*, 1953, **13**, p. 243.
303. Mathis, H. F.: «Checking Design of Stepped Luneberg Lens», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 342.
304. Mattingly, R. L.: «Nonreciprocal Radar Antennas», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 795.
305. Mattingly, R. L., McCabe, B., and Traube, M. J.: «Split Reflector for Microwave Antennas», *Electronics*, 1958, **31**, December 19th, p. 86.
306. Medved, D. B.: «An Electronic Scan Using a Ferrite Aperture Luneberg Lens System», *Trans. I.R.E.*, 1958, **MTT-6**, p. 101.
307. Meixner, J.: «The Radiation Pattern and Induced Current in a Circular Antenna with a Circular Slit», *Trans. I.R.E.*, 1956, **AP-4**, p. 408.
308. Meixner, J., and Kloepfer, W.: «Theory of the Plane Annular Slot Aerials», *Z. angew. Phys.*, 1951, **3**, p. 171.
309. Mentzer, J. R.: «The Use of Dielectric Lenses in Reflection Measurements», *Proc. I.R.E.*, 1953, **41**, p. 252.
310. Metter, R. E.: «X-Band Horn Antenna has Broad Beam-Width», *Electronics*, 1960, **33**, March 4th, p. 50.
311. Meyer, W. A., Scott, W. G., and Puro, W. O.: «A Compact Dual-Purpose Antenna», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 1, p. 200.
312. Millar, R. F.: «Radiation and Reception Properties of a Wide Slot in a Parallel-Plate Transmission Line: Parts 1 and 2», *Canad. J. Phys.*, 1959, **37**, p. 144.
313. Miller, L. S.: «Loaded-Lens Antenna tracks Missiles», *Electronics*, 1958, **31**, March 28th, p. 44.
- \*314. Mikazan, P. S.: «Diffraction of Electromagnetic Waves at the Open End of a Helix Waveguide», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1959, **128**, p. 502.
315. Morgan, S. P.: «General Solution of the Luneberg Lens Problem», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 1358.
316. Morita, K.: «Direction Finder and Flow Meter for Centimetre Waves», *Proc. I.R.E.*, 1951, **39**, p. 1529.
317. Morrow, C. W., Taylor, P. E., and Ward, H. T.: «Phase and Amplitude Measurements in the Near Field of Microwave Lenses», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 1, p. 166.
318. Morris, D. W., Thurlow, E. W., and Genna, W. N.: «A Microwave Model Equipment for Use in the Study of the Directivity Characteristics of Short-Wave Aerials», *Post Office elect. Engrs J.*, 1958, **51**, pts 2 and 3, pp. 126 and 173.
319. Mousiegt, J.: «Lattice Lenses for Centimetre Waves», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1952, **234**, p. 2178, and *Onde elect.*, 1952, **32**, p. 515.
320. Mousiegt, J.: «Experimental Results for a Lattice Lens for Centimetre Waves», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1952, **234**, p. 2263.

321. Moussiegt, J.: «Investigation of High Gain in Lattice Lenses for Centimetre Waves», *Ann. Telecomm.*, 1955, **10**, p. 19.
322. Mueller, G. E., and Tyrrell, W. A.: «Polyrod Antennas», *Bell Syst. tech. J.*, 1947, **26**, p. 837.
323. Mueller, G. E.: «A Broadside Dielectric Antenna», *Proc. I.R.E.*, 1952, **40**, p. 71.
324. Müller, F.: «The Far Field of a Paraboloid of Revolution with Hertzian Dipole Normal to the Plane of the Aperture», *Hochfreq. Elektroak.*, 1956, **64**, p. 155.
325. Müller, K. E.: «Investigation of the Radiation Characteristics of Open Waveguides», *Hochfreq. Elektroak.*, 1958, **67**, p. 35.
326. Mushiake, Y., and Webster, R. E.: «Radiation Characteristics with Power Gain for Slots on a Sphere», *Trans. I.R.E.*, 1957, **AP-5**, p. 47.
327. Myers, H. A.: «Radiation Patterns of Unsymmetrically-Fed Prolate Spheroidal Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 58.
328. Myers, S. B.: «Parallel Plate Optics for Rapid Scanning», *J. appl. Phys.*, 1947, **18**, p. 221.
329. Neff, H. P., and Tillman, J. D.: «The Design of the Corner-Reflector Antenna», *Commun. Electronics*, 1959, July, p. 293.
330. Nyshida, S.: «Coupled Leaky Waveguides I: Two Parallel Slits in a Plane», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 323.
331. Olesky, S. S.: «Designing Radomes for Supersonic Speeds», *Electronics*, 1954, **27**, January, p. 130.
332. Oliner, A. A.: «The Impedance Properties of Narrow Radiating Slots in the Broad Face of Rectangular Waveguides: Parts I and II», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 4.
333. O'Neill, H. F., and Baillin, L. L.: «Further Effects of Manufacturing Tolerances on the Performance of Linear Shunt Slot Arrays», *Trans. I. R. E.*, 1952, **AP-4**, p. 93.
334. Ortusi, J., and Boissinot, G.: «Slotted Waveguides and their Applications as Aerials: Parts 1 and 2», *Ann. Radioelect.*, 1950, **5**, p. 94.
335. Parker, C. F., and Anderson, R. J.: «Constant Beamwidth Broadband Antennas», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 1, p. 87.
336. Pearson, J. D.: «The Diffraction of Electromagnetic Waves by a Semi-infinite Circular Waveguide», *Proc. Cambridge Phil. Soc.*, 1953, **49**, p. 659.
337. Pease, R. L.: «Radiation from Modulated Surface Wave Structures — II», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 1, p. 161.
338. Peeler, G. D. M., and Archer, D. H.: «A Two-Dimensional Microwave Luneberg Lens», *Trans. I. R. E.*, 1953, **AP-1**, p. 12.
339. Peeler, G. D. M., Kelleher, K. S., and Coleman, H. P.: «Virtual Source Luneberg Lenses», *Trans. I. R. E.*, 1954, **AP-2**, p. 94.
340. Peeler, G. D. M., and Archer, D. H.: «A Toroidal Microwave Reflector», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1956, pt 1, p. 242.
341. Peeler, G. D. M., and Coleman, H. P.: «Microwave Stepped-Index Luneberg Lens», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 202.
342. Peters, W.: «The Theory of Helical Aerials», *Nachr. Tech. Z.*, 1958, **11**, p. 405.
343. Pfirmann, V.: The Behaviour of the Open End of a Coaxial Line», *Arch. elekt. Übertragung*, 1955, **9**, p. 8.
344. Phillips, R. S.: «The Electromagnetic Field Produced by a Helix», *Quart. appl. Math.*, 1950, **8**, p. 229.
345. Piefke, G.: «Reflection at the Transition from Rectangular Waveguide to Sectoral Horn», *Arch. elekt. Übertragung*, 1957, **11**, p. 123.
346. Piefke, G.: «Reflection of Electromagnetic Waves at Metal Plate Media», *Arch. elekt. Übertragung*, 1954, **8**, p. 101.
347. Piefke, G.: «The Propagation of Electromagnetic Waves in a Pyramidal Horn», *Z. angew. Phys.*, 1954, **6**, p. 499.

348. Piefke, G.: «Reflection in Helical Lines at a Change in the Helix Pitch», *Arch. elekt. Übertragung*, 1955, **9**, pp. 369 and 402.
349. Pippard, A. B.: «The Hoghorn — An Electromagnetic Horn Radiator of Mediumsized Aperture», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 10, p. 1536.
350. Pippard, A. B., Burrell, O. J., and Cromie, E. E.: «The Influence of Reradiation on Measurements of the Power Gain», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 4, p. 720.
351. Pippard, A. B., and Elson, N.: «The Elimination of Standing Waves in Aerials Employing Paraboloidal Reflectors», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 10, p. 1531.
352. Pistol Kors, A. A.: «Theory of the Circular Diffraction Antenna», *Proc. I. R. E.*, 1948, **36**, p. 56.
353. Plummer, R. E.: «Surface-Wave Beacon Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 105.
354. Pritchard, R. L.: «Discussion on Optimum Patterns for Endfire Arrays», *Trans. I. R. E.*, 1955, **AP-3**, p. 40.
355. Proctor, E. K., and Rees, M.: «Scanning Lens Design for Minimum Mean-Square Phase Error», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 348.
356. Proctor, E. K.: «Methods of Reducing Chromatic Aberration in Metal-Plate Microwave Lenses», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 231.
357. Provencher, J. H.: «Experimental Study of a Diffraction Reflector», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 331.
358. Pullman, J. O.: «Microwave Antenna Saves Space», *Electronics*, 1959, **32**, September 18th, p. 54.
359. Putman, J. L., Russell, N., and Walkinshaw, W.: «Field Distributions near Centre-Fed Half-Wave Radiating Slot», *J. I. E. E.*, 1948, **95**, pt III, p. 282.
360. Putman, J. L.: «Input Impedances of Centre-fed Slot Aerials near Half-wave Resonance», *J. I. E. E.*, 1948, **95**, pt III, p. 290.
361. Raburn, L. E.: «The Calculation of Reflector Antenna Polarized Radiation», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 43.
362. Raff, S. J.: «Reflecting Surface to Simulate an Infinite Conducting Plane», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 610.
363. Ramsay, J. F.: «Fourier Transforms in Aerial Theory», *Marconi Rev.*, 1946, 9. No. 83, p. 139, 1947, **10**, No. 84, p. 17, No. 85, p. 41, No. 86, p. 81, No. 87, p. 157, and 1948, **11**, No. 89, p. 45.
364. Ramsay, J. F., and Jackson, J. A. C.: «Wide-Angle Scanning Performance of Mirror Aerials», *Marconi Rev.*, 1956, **19**, No. 122, p. 119.
365. Ramsay, J. F.: «A Universal Scanning Curve for Wide-Angle Mirrors and Lenses» *Marconi, Rev.*, 1956, **19**, No. 123, p. 150.
366. Rao, B. R.: «Some Investigations on Dielectric Aerials: Part 4», *J. Indian Inst. Sci.*, 1959, **41B**, p. 23.
367. Rao, B. R., Chatterjee, R., and Chatterjee, S. K.: «Some Investigations on Dielectric Aerials: Part 3», *J. Indian Inst., Sci.*, 1957, **39B**, p. 143.
368. Redheffer, R. M.: «Microwave Antennas and Dielectric Surfaces», *J. appl. Phys.*, 1949, **20**, p. 397.
369. Reggia, F., and Spencer, E. G.: «A New Technique in Ferrite Phase Shifting for Beam Scanning of Microwave Antennas», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1510.
370. Reggia, F., Spencer, E. G., Hatcher, R. D., and Tompkins, J. E.: «Ferrite-Rod Antennas Operate in X-Band», *Electronics*, 1957, **30**, January, p. 159, and «Ferrod Radiator System», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1956, pt 1, p. 213, and *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 344.
371. Reid, D. G.: «The Gain of an Idealized Yagi Array», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 3, p. 565.

372. Reynolds, D. K., and Lucke, W. S.: «Corrugated End-Fire Antennas», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1950, 6, p. 16.
373. Reynolds, D. K.: «Broadband Travelling-Wave Antennas», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 1, p. 99.
374. Reynolds, D. K., Lignon, J., and Szente, P. A.: «The Centipede Aerial», *Ann. Telecomm.*, 1957, 12, No. 5, p. 205.
375. Rhodes, D. R.: «An Experimental Investigation of the Radiation Patterns of Electromagnetic Horn Antennas», *Proc. I. R. E.*, 1948, 36, p. 1101.
376. Rhodes, D. R.: «The Optimum Linear Array for a Single Main Beam», *Proc. I. R. E.*, 1953, 41, p. 793.
377. Riblet, H. J.: «Microwave Omnidirectional Antennas», *Proc. I. R. E.*, 1947, 35, p. 475.
378. Riblet, H. J.: «A Note on the Maximum Directivity of an Antenna», *Proc. I. R. E.*, 1948, 36, p. 620.
379. Richmond, J. H.: «Simplified Calculation of Antenna Patterns, with Application to Radome Problems», *Trans. I. R. E.*, 1955, MTT-3, No. 4, p. 9.
380. Richmond, J. H., and Tice, T. E.: «Probes for Microwave Nearfield Measurements», *Trans. I. R. E.*, 1955, MTT-3, No. 3, p. 32.
381. Richmond, J. H.: «Measurement of Time-quadrature Components of Microwave Signals», *Trans. I. R. E.*, 1955, MTT-3, No. 3, p. 13.
382. Richmond, J. H.: «A Modulated Scattering Technique for Measurement of Field Distributions», *Trans. I. R. E.*, 1955, MTT-3, No. 4, p. 13.
383. Rinehart, R. F.: «A Family of Designs for Rapid Scanning Radar Antennas», *Proc. I. R. E.*, 1952, 40, p. 686.
384. Rinehart, R. F.: «A Solution of the Rapid Scanning Problem for Radar Antennas», *J. appl. Phys.*, 1948, 19, p. 860.
385. Roberts, W. V. B.: «Input Impedance of a Folded Dipole», *RCA Rev.*, 1947, 8, p. 289.
386. Robieux, J.: «Influence of the Precision of Manufacture on the Performance of Aerials», *Ann. Radioelect.*, 1956, 11, No. 43, p. 29.
387. Ronchi, L., and Francia, G. T. di: «An Application of Para-geometrical Optics to the Design of a Microwave Mirror», *Trans. I. R. E.*, 1958, AP-6, p. 129.
388. Rondinelli, L. A.: «Effects of Random Errors on the Performance of Antenna Arrays of Many Elements», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 174.
389. Rotman, W.: «Wide-Angle Scanning with Microwave Double-Layer Pillboxes», *Trans. I. R. E.*, 1958, AP-6, p. 96.
390. Rotman, W.: «The Channel Guide Antenna», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1949, 5, p. 190.
391. Rotman, W., and Karas, N.: «Some New Microwave Antenna Designs based on Trough Waveguide», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1956, pt 1, p. 230.
392. Rotman, W., and Karas, N. V.: «The Sandwich Wire Antenna: A New Microwave Line Source Radiator», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 1, p. 166.
393. Rotman, W., and Oliner, A. A.: «Asymmetrical Trough Waveguide Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1959, AP-7, p. 153.
- \*394. Rozhdestvenski, B. L.: «Waves in a Flat Horn», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1951, 77, p. 221.
395. Rumsey, V. H.: «Frequency Independent Antennas», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 1, p. 114.
396. Rumsey, V. H.: «Travelling-Wave Slot Antennas», *J. appl. Phys.*, 1953, 24, p. 1358.
397. Rust, N. M.: «The Phase Correction of Horn Radiators», *J. I. E. E.*, 1946, 93, pt IIIA, No. 1, p. 50.

398. R u z e, J.: «Wide-angle Metal-plate Optics», *Proc. I. R. E.*, 1950, 38, p. 53, and 1951, 39, p. 697.
399. R u z e, J.: «The Effect of Aperture Errors on the Antenna Radiation Pattern», *Nuovo Cim.*, 1952, 9, Sup. No. 3, p. 364.
400. S a b i h, D.: «A Method to Reduce Antenna Ground Reflections», *Trans. I. R. E.*, 1960, AP-8, p. 225.
401. S a k u r a i, T.: «The Theory of the Convex-Waveguide Lens», *J. Phys. Soc. Japan*, 1953, 8, p. 372.
402. S a k u r a i, T.: «A New Ultra-Wide-Band Microwave Antenna», *Rep. Elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1958, 6, p. 40.
403. S a k i o t i s, N. G., S i m m o n s, A. J., and C h a i t, H. N.: «Microwave Antenna Ferrite Applications», *Electronics*, 1952, 25, June, p. 156.
404. S a l p e t e r, J. L.: «Some Optical Aspects of Antenna Radiation and Reception», *Philips tech. Commun. Australia*, 1953, 3, p. 3.
405. S a l z e r, H. E.: «Aerial Pattern Synthesis», *Wireless Engr*, 1956, 33, p. 240.
406. S a n y a l, G. S.: «Radiation Properties of the Open End of a Rectangular Waveguide when the End Plane is inclined to the Guide Axis», *Indian J. Phys.*, 1953, 27, p. 465.
407. S a x t o n, J. A., and G r a c e, A. C.: «A Field Strength Meter and Standard Radiator for Centimetre Wavelengths», *J. I. E. E.*, 1946, 93, pt IIIA, No. 9, p. 1426.
408. S c a n g a, W. A.: «Ridge Vane Antenna Provides Constant Beam Width», *Electronics*, 1957, 30, November, p. 196.
409. S c h e l k u n o f f, S. A.: «Electromagnetic Waves» (Van Nostrand, New York, 1943).
410. S c h e l k u n o f f, S. A.: «A Mathematical Theory of Linear Arrays», *Bell Syst. tech. J.*, 1943, 22, p. 80.
411. S c h e l k u n o f f, S. A.: «Advanced Antenna Theory» (Wiley, New York, 1952).
412. S c h m i d t, K. O.: «Newly Developed Directive Aerials for Decimetre and Centimetre Wavelengths», *Fernmeldetech. Z.*, 1954, 7, p. 495.
413. S c h n e i d e r, H.: «Metal-Foil 'Fir-Tree' Aerial for Decimetre Wavelengths», *Fernmeldetech. Z.*, 1955, 8, p. 312.
414. S e e l e y, E. W.: «An Experimental Study of the Disk-Loaded Folded Monopole», *Trans. I. R. E.*, 1956, AP-4, p. 27.
415. S e e l e y, S.: «Microwave Antenna Analysis», *Proc. I. R. E.*, 1947, 35, p. 1092.
416. S e n, A. K.: «Studies on a Rhombic Antenna with Cylindrical Helices as the Arms», *Indian J. Phys.*, 1958, 32, p. 303.
417. S e n g u p t a, D. L.: «The Radiation Characteristics of a Zig-Zag Antenna», *Trans. I. R. E.*, 1958, AP-6, p. 191.
418. S e n g u p t a, D. L.: «On Uniform and Linearly Tapered Long Yagi Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1960, AP-8, p. 11.
419. S e n g u p t a, D. L.: «On the Phase Velocity of Wave Propagation along an Infinite Yagi Structure», *Trans. I. R. E.*, 1959, AP-7, p. 234.
420. S e p p e n, J. M. G.: «Aerial Measurements in the Microwave Region», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1952, 17, p. 63.
421. S e v e r i n, H.: «The Slot Radiator, a Magnetic Dipole for Centimetre Waves», *Z. Phys.*, 1950, 128, p. 108.
422. S h a n k s, H. E., and G a l i n d o, V.: «Ferrite-Excited Slots with Controllable Amplitude and Phase», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 88.
423. S h a r m a, K. P.: «An Investigation of the Excitation of Radiation by Surface Waves», *Proc. I. E. E.*, 1959, 106B, p. 116.
424. S h i n n, D. H., and C h e s t o n, T. C.: «Tolerances in Parameters of Microwave Lenses», *Marconi Rev.*, 1954, 17, p. 1.
425. S h i n n, D. H.: «The Design of a Zoned Dielectric Lens for Wide Angle Scanning», *Marconi Rev.*, 1955, 18, p. 37.

426. Silver, S., and Saunders, W. K.: «The Radiation from a Transverse Rectangular Slot in a Circular Cylinder», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 745.
427. Silver, S.: «Microwave Antenna Theory and Design» (McGraw-Hill, New York, 1949).
428. Silver, S., and Saunders, W. K.: «The External Field Produced by a Slot on an Infinite Circular Cylinder», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 153.
429. Simmons, A. J.: «Circularly Polarized Slot Radiators», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 31.
430. Simon, J. C., Broussard, G., and Spitz, E.: «The Superdirectivity of an Aerial for Transverse Radiation», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1959, **248**, p. 2309.
431. Simon, J. C.: «Study of Diffraction by Plane Screens and Application to Lenses for Hertzian Waves», *Ann. Radioelect.*, 1951, **6**, p. 205.
432. Simon, J. C.: «A New Type of U. H. F. Lens», *Onde elect.*, 1952, **32**, p. 181.
433. Simon, J. C., and Weill, G.: «Longitudinal Radiation of Dielectric Aerials», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1952, **235**, p. 1379.
434. Simon, J. C., and Weill, G.: «A New Type of Aerial Radiating Longitudinally», *Ann. Radioelect.*, 1953, **8**, p. 183.
435. Simon, J. C., and Weill, G.: «Propagation and Radiation of Electromagnetic Waves along a Dielectric Line with Nonuniform Characteristics», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1954, **238**, p. 57.
436. Simon, J. C., and Biggi, V.: «A New Type of Aerial and its Application to the Transmission of Television over Long Distances», *Onde elect.*, 1954, **34**, p. 883.
437. Sinclair, G.: «The Patterns of Slotted-Cylinder Antennas», *Proc. I. R. E.*, 1948, **36**, p. 1487.
438. Sinclair, G.: «Theory of Models of Electromagnetic Systems», *Proc. I. R. E.*, 1948, **36**, p. 1364.
- \*439. Skalk'skaya, I. P.: «The Electromagnetic Field of a Dipole Radiator located inside a Paraboloidal Reflector», *Zh. tekh. Fiz.*, 1955, **25**, p. 2371.
440. Sletten, C. J., Blacksmith, P., and Forbes, G. R.: «New Method of Antenna Array Synthesis Applied to Generation of Double-Step Patterns», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 369.
441. Sletten, C. J., Mack, R. B., Mavroides, W. G., and Johanson, H. M.: «Corrective Line Sources for Paraboloids», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 239.
442. Slayton, W. T.: «Design of Microwave Gain-Standard Horns», *Electronics*, 1955, **28**, July, p. 150.
443. Smith, R. A.: «Aerials for Metre and Decimetre Wavelengths» (University Press, Cambridge, 1949).
444. Soly mar, L.: «Maximum Gain of a Line Source Antenna if the Distribution Function is a Finite Fourier Series», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 215.
445. Southworth, G. C., and King, A. P.: «Metal Horns as Directive Receivers of Ultra Short Waves», *Proc. I. R. E.*, 1939, **27**, p. 95.
446. Spector, J. O.: «An Investigation of Periodic Rod Structures for Yagi Aerials», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, p. 38.
447. Spencer, R. C., Sletten, C. J., and Walsh, J. E.: «Correction of Spherical Aberration by a Phased Line Source», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1949, **5**, p. 320.
448. Spencer, R. C., Holt, F. S., Johanson, H. M., and Sampson, J.: «Double-Parabolic-Cylinder Pencil-Beam Antenna», *Trans. I. R. E.*, 1955, **AP-3**, No. 1, p. 4.
449. Spradley, J. L.: «A Volumetric Electrically Scanned Two-Dimensional Microwave Antenna Array», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, **pt 1**, p. 204.

450. Springer, P. W.: «End Loaded and Expanding Helices as Broad-band Circularly Polarized Radiators», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1949, 5, p. 161.
451. Stark, L.: «A Helical Line Scanner for Beam Steering a Linear Array», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 211.
452. Stegen, R. J.: «Slot Radiators and Arrays», *Radio-Electronic Engng*, 1952, January, pp. 11 and 26.
453. Stegen, R. J., and Reed, R. H.: «Arrays of Closely Spaced Nonresonant Slots», *Trans. I. R. E.*, 1954, **AP-2**, No. 3, p. 109.
454. Stephenson, B. T., and Walter, C. H.: «Endfire Slot Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1955, **AP-3**, No. 2, p. 81.
455. Sternberg, R. L.: «Successive Approximation and Expansion Methods in the Numerical Design of Microwave Dielectric Lenses», *J. Math. Phys.*, 1956, **34**, p. 209.
456. Sternberg, R. L.: «Elementary Methods in the Numerical Design of Microwave Dielectric Lenses», *J. Math. Phys.*, 1956, **34**, p. 209.
457. Stevenson, A. F.: «Theory of Slots in Rectangular Waveguides», *J. appl. Phys.*, 1948, **19**, p. 24.
458. Stevenson, A. F.: «General Theory of Electromagnetic Horns», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 1447.
459. Stöhr, W.: «Wide-Band Directive Aerials for Wavelengths below 20 cm», *Fernmeldetechn. Z.*, 1954, **7**, p. 510.
460. Stratotti, A. R., and Wilkinson, E. J.: «An Investigation of the Complex Mutual Impedance between Short Helical Array Elements», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 279.
461. Swarup, S., and Srivastava, G. P.: «Directivity Pattern of 3-cm Parabolic Reflector, Feed of which is Displaced from the Focus», *J. Instn Telecomm. Engrs (New Delhi)*, 1958, **5**, p. 44.
462. Szepesi, Z.: «Systems of Slots in the Wall of a Circular Waveguide giving a Spindle-shaped Radiation Diagram», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1948, **226**, p. 883.
463. Tai, C. T.: «A New Interpretation of the Integral Equation Formulation of Cylindrical Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1955, **AP-3**, No. 3, p. 125.
464. Takeuchi, H., Kawazu, S., Wada, H., Oguchi, B., and Ohashi, K.: «Path-Length Lens Antenna», *Rep. Elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1953, **1**, p. 48.
465. Tang, R.: «A Slot with Variable Coupling and its Application to a Linear Array», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 97.
466. Taylor, T. T.: «Design of Line Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Sidelobes», *Trans. I. R. E.*, 1955, **AP-3**, p. 16.
467. Taylor, T. T.: «Design of Circular Apertures for Narrow Beamwidth and Low Sidelobes», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 17.
468. Thomas, A. S., and Zucker, F. J.: «Radiation from Modulated Surface-Wave Structures — I», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 1, p. 153.
469. Thourel, L.: «Design and Construction of Double-Curvature Reflectors», *Onde elect.*, 1955, **35**, p. 1153.
470. Thourel, L., and Herscovici, S.: «Design of Radomes», *Ann. Radioelect.*, 1955, **10**, p. 163.
471. Thourel, L.: «Aerial with Wide-Lobe Radiation Pattern», *Ann. Radioelect.*, 1955, **10**, p. 348.
472. Thourel, L.: «A New Type of Surveillance Aerial: a Paraboloid Illuminated by a Slotted Waveguide», *Ann. Radioelect.*, 1957, **12**, p. 3.
473. Tice, T. E., and Kraus, J. D.: «The Influence of Conductor Size on the Properties of Helical Beam Antennas», *Proc. I. R. E.*, 1949, **37**, p. 1296.
474. Tomlinson, J. R., and Fullilove, M. N.: «Very-Broadband Feed for Paraboloidal Reflectors», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 147.

475. Trentini, G. von: «A New Electromagnetic Lens», *Rev. telegrafica*, 1952, **40**, p. 341.
476. Trentini, G. von: «Parabolic Aerial with Rotating Beam», *Rev. telegrafica*, 1952, **41**, p. 579.
477. Trentini, G. von: «Polystyrene and Lucite Rod Antennas», *J. appl. Phys.*, 1953, **24**, p. 960.
478. Trentini, G. von: «Two New Modifications for Microwave Aerials», *Rev. telegrafica*, 1955, **44**, p. 715.
479. Trentini, G. von: «Aerials with Reflectors and Conducting Disks for Decimetre Wavelengths», *Nachr. Tech. Z.*, 1955, **8**, p. 569.
480. Trentini, G. von: «Experimental Investigation of 3 cm Wavelength Lenses», *Z. angew. Phys.*, 1956, **8**, p. 364.
481. Trentini, G. von: «Beaming Electric Waves by Director Plates», *Z. angew. Phys.*, 1954, **6**, p. 462.
482. Tricaud, J. B.: «Application of Array Theory to Nonresonant Slotted Waveguides», *Onde elect.*, 1951, **31**, pp. 122 and 188.
483. Uda, S., and Mushiaké, Y.: «A New Method of Measuring the Gain of Linear-Array Antennas», *Sci. Rep. Res. Insts Tohoku Univ.*, 1952, **48**, p. 51.
484. Uda, S., and Mushiaké, Y.: «Yagi-Uda Antenna» (Maruzen, Tokyo, 1954).
485. Unz, H.: «Determination of a Current Distribution over a Cone Surface which will Produce a Prescribed Radiation Pattern», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 182.
486. Uzsocky, M., and Soly mar, L.: «Theory of Super-Directive Linear Arrys», *Acta phys. Acad. Sci. Hung.*, 1956, **6**, p. 185.
- \*487. Vainshtein, L. A.: «The Diffraction of Waves at the Open End of a Circular Waveguide with Diameter Greater than the Wavelength», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1950, **74**, p. 909.
- \*488. Vainshtein, L. A.: «A Study of Asymmetrical Electromagnetic Waves from the Open End of a Circular Waveguide», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1950, **74**, p. 485.
- \*489. Vainshtein, L. A.: «General Theory of Asymmetrical Waves in a Circular Waveguide with an Open End», *Zh. tekh. Fiz.*, 1951, **21**, p. 328.
- \*490. Vainshtein, L. A.: «Numerical Results obtained from the Theory of Asymmetrical Waves in a Circular Waveguide with an Open End», *Zh. tekh. Fiz.*, 1951, **21**, p. 346.
491. Vassilidis, A., and Tanner, R. L.: «Evaluating the Impedance-Broadbanding Potential of Antennas», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 1, p. 108.
492. Venema, H. J.: «Shunt Conductance of a Waveguide-Fed Slot», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1951, **7**, p. 568.
493. Vincelot, P. E.: «Design and Construction of Radar Aerials for the 10 cm. Band», *Rev. tech. C. F. T. H.*, 1955, No. 19, p. 59.
494. Wait, J. R.: «Reflection from a Wire Grid Parallel to a Conducting Plane», *Canad. J. Phys.*, 1954, **32**, p. 571.
495. Wait, J. R.: «Radiation from an Electric Dipole in the Presence of a Corrugated Cylinder», *Appl. sci. Res.*, 1956, **B6**, p. 117.
496. Wait, J. R., and Okashimo, K.: «Patterns of Stub Antennas on Cylindrical Structures», *Canad. J. Phys.*, 1956, **34**, p. 190.
497. Wait, J. R., and Kahana, S. H.: «Calculated Patterns of Circumferential Slots on a Circular Conducting Cylinder», *Canad. J. Technol.*, 1955, **33**, p. 77.
498. Wait, J. R.: «Radiation Characteristics of Axial Slots on a Conducting Cylinder», *Wireless Engr*, 1955, **32**, p. 316.
499. Wait, J. R.: «On the Theory of an Antenna with an Infinite Corner Reflector», *Canad. J. Phys.*, 1954, **32**, pp. 365.
500. Wait, J. R., and Conda, A. M.: «Radiation from Slots on

- Dielectric Clad and Corrugated Cylinders», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1957, **59**, p. 307.
501. Wait, J. R.: «On the Conductance of Slots», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, No. 2, p. 124.
  502. Wait, J. R., and Kates, J.: «Radiation Patterns of Circumferential Slots on Moderately Large Conducting Cylinders», *Proc. I. E. E.*, 1956, **103C**, p. 289.
  503. Wait, J. R.: «Field Produced by an Arbitrary Slot on an Elliptic Cylinder», *J. appl. Phys.*, 1955, **26**, p. 458.
  504. Wait, J. R., and Walpole, R. E.: «Calculated Radiation Characteristics of Slots cut in Metal Sheets», *Canad. J. Phys.*, 1955, **33**, p. 211, and 1956, **34**, p. 60.
  505. Wait, J. R., and O'Grady, M.: «Surface Currents Excited by an Infinite Slot on Half-Planes and Ribbons», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 47.
  506. Wait, J. R., and Kahana, S.: «Radiation from a Slot on a Cylindrically Tipped Wedge», *Canad. J. Phys.*, 1954, **32**, p. 714.
  507. Wait, J. R., and Mientka, W.: «Slotted-Cylinder Antenna with a Dielectric Coating», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1957, **58**, p. 287.
  508. Walkinshaw, W.: «Theoretical Treatment of Short Yagi Aerials», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No 3, p. 598.
  509. Watson, R. B., and Horton, C. W.: «The Radiated Patterns of Dielectric Rods — Experiment and Theory», *J. appl. Phys.*, 1948, **19**, pp. 661 and 836.
  510. Watson, R. B.: «On the Directional Patterns of Polystyrene Rod Antennas», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 154.
  511. Watson, W. H.: «Resonant Slots», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 4, p. 747.
  512. Watson, W. H.: «Waveguide Transmission and Antenna Systems» (Clarendon Press, Oxford, 1947).
  513. Webster, R. E.: «Radiation Patterns of a Spherical Luneberg Lens with Simple Feeds», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 301.
  514. Weill, G.: «Diffraction of Surface Electromagnetic Waves: Application to the Theory of the Dielectric Aerial», *Ann Radioelect.*, 1955, **10**, p. 228.
  515. Wells, C. P.: «The Prolate Spheroidal Antenna: Current and Impedance», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 125.
  516. Welsby, V. G., and Tucker, D. G.: «Multiplicative Receiving Arrays», *J. Brit. I. R. E.*, 1959, **19**, p. 369.
  517. Wheeler, H. A.: «The Radiation Resistance of an Antenna in an Infinite Array or Waveguide», *Proc. I. R. E.*, 1948, **36**, p. 478.
  518. Wheeler, H. A.: «A Helical Antenna for Circular Polarization», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 1484.
  519. Wheeler, M. S.: «Nonmechanical Beam Steering by Scattering from Ferrites», *Trans. I. R. E.*, 1958, **MTT-6**, p. 38.
  520. Whitmer, R. M.: «Radiation from a Dielectric Waveguide», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 949.
  521. Wickersham, A. F.: «Recent Developments in Very-Broad-Band Endfire Arrays», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 794.
  522. Wilhelmsson, H.: «On the Reflection of Electromagnetic Waves from a Dielectric Cylinder», *Chalmers Tekn. Högsk. Handl.*, 1955, No. 168, p. 1.
  523. Wilkinson, E. J.: «Slot-Antenna Array for Missiles and Aircraft», *Electronics*, 1959, **32**, February 27th, p. 56.
  524. Willoughby, E. O., and Heider, E.: «Laboratory Development Notes — Omnidirectional Vertically Polarized Paraboloid Antenna», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 201.
  525. Wilson, A. C., and Cottony, H. V.: «Radiation Patterns of Finite-Size Corner-Reflector Antennas», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 144.

526. Wolf, E.: «The Diffraction of Aberrations». *Rep. Progr. Phys.*, 1951, **14**, p. 95.
527. Wolff, H. P.: «The Design of Decimetre-Wave Wide-Band Directional Aerials with Extremely Small Reflection Coefficients», *Optik*, 1957, **14**, p. 458.
528. Wong, J. Y.: «Radiation Conductance of Axial and Transverse Slots in Cylinders of Elliptical Cross Section», *Proc. I.R.E.*, 1953, **41**, p. 1172.
529. Wong, J. Y.: «Radiation Patterns of Slotted Elliptic Cylinder Antennas», *Trans. I.R.E.*, 1955, **AP-3**, No. 4, p. 200.
530. Wong, J. Y., and Loh, S. C.: «Radiation Field of an Elliptical Helical Antenna», *Trans. I.R.E.*, 1959, **AP-7**, p. 46.
531. Woodward, O. M., and Gibson, J.: «The Omniguide Antenna — an Omnidirectional Waveguide Array for U. H. F. Television Broadcasting», *RCA Rev.*, 1956, **17**, p. 13.
532. Woodward, O. M.: «A Circularly-Polarized Corner Reflector Antenna», *Trans. I.R.E.*, 1957, **AP-5**, p. 290.
533. Woodward, P. M., and Lawson, J. D.: «The Theoretical Precision with which an Arbitrary Radiation Pattern may be obtained from a Source of Finite Size», *J.I.E.E.*, 1948, **95**, pt III, p. 363.
534. Woodward, P. M.: «A Method of Calculating the Field over a Plane Aperture required to Produce a given Polar Diagram», *J.I.E.E.*, 1947, **93**, pt IIIA, No. 10, p. 1554.
535. Wootton, G. A., and Carruthers, J. A.: «Indoor Measurements of Microwave Antenna Radiation Patterns by Means of a Metal Lens», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 428.
536. Yagi, H., and Uda, S.: «Projector of the Sharpest Beam of Electric Waves», *Proc. imp. Acad. Japan*, 1926, **2**, p. 49.
537. Yagi, H.: «Beam Transmission of Ultra Short Waves», *Proc. I.R.E.*, 1928, **16**, p. 715.
538. Yang, R. F. H.: «Quasi-Fraunhofer Gain of Parabolic Antennas», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 486.
539. Yaru, N.: «A Note on Super-gain Antenna Arrays», *Proc. I.R.E.*, 1951, **39**, p. 1081.
540. Yeh, Yung-Ching: «The Received Power of a Receiving Antenna and the Criterion for its Design», *Proc. I.R.E.*, 1949, **37**, p. 155.
541. Yen, J. L.: «On the Synthesis of Line-Sources and Infinite Strip-Sources», *Trans. I.R.E.*, 1957, **AP-5**, p. 40.
- \*542. Zel'kin, E. G.: «Waves in a Pyramidal Horn», *Zh. tekhn. Fiz.*, 1951, **21**, p. 1228.
543. «Centimetre Aerials for Marine Navigational Radar» (H. M. Stationery Office, London, 1952).
544. «Moulded Plastic Radar Scanners and Stressed Components», *Engineering*, 1953, **175**, p. 28.
545. «I.R.E. Standards on Antennas and Waveguides: Definition of Terms, 1953», *Proc. I.R.E.*, 1953, **41**, p. 1721.
546. Ishimaru, A., and Held, G.: «Analysis and Synthesis of Radiation Patterns from Circular Apertures», *Canad. J. Phys.*, 1960, **38**, p. 78.
547. Aigrain, P.: «Superdirective Antennas», *Onde elect.*, 1952, **32**, p. 51.
548. Pappas, C. H.: «Radiation from a Transverse Slot in an Infinite Cylinder», *J. Math. Phys.*, 1950, **28**, p. 227.
549. Bailey, C. E. G.: «Slot Feeders and Slot Aerials», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 4, p. 616.
550. Carter, P. S.: «Antenna Arrays around Cylinders», *Proc. I.R.E.*, 1943, **31**, p. 671.
551. Taylor, T. T.: «A Synthesis Method for Circular and Cylindrical Antennas composed of Discrete Elements», *Trans. I. R. E.*, 1952, **AP-3**, p. 251.
552. Page, H.: «Ring-Aerial Systems — Minimum Number of Radiators Required», *Wireless Engr*, 1948, **25**, p. 308.

553. Knudsen, H. L.: «Radiation from Ring Quasi-Arrays», *Trans. I.R.E.*, 1956, **AP-4**, p. 452.
554. Hansen, W. W., and Hollingsworth, L. M.: «Design of Flat-shooting Antenna Arrays», *Proc. I.R.E.*, 1939, **27**, p. 137.
555. Levine, H., and Pappas, C. H.: «Theory of the Circular Diffraction Antenna», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 29.
556. King, R.: «Theory of Collinear Antennas», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 1232.
557. Ehrlich, M. J., and Newkirk, L.L.: «Corrugated Surface Antennas», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1955, pt 2, p. 18.
558. Angulo, C. M.: «Diffraction of Surface Waves by a Semi-Infinite Dielectric Slab», *Trans. I.R.E.*, 1957, **AP-5**, p. 100.
- \*559. Vysokovskiy, D. M.: «Amplitude and Phase Relations of Currents in Coupled Oscillator Antennas», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1954, **96**, p. 971.
- \*560. Vysokovskiy, D. M.: «Resonance in a System of Coupled Oscillator and a Tuned Antenna», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1954, **96**, p. 659.
561. Chatterjee, J. S.: «Radiation Characteristics of a Conical Helix of Low Pitch Angle», *J. appl. Phys.*, 1955, **26**, p. 331.
562. DuHamel, R. H., and Berry, D. G.: «Logarithmically-Periodic Antenna Arrays», *Wescon Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 1, p. 161.
563. Isbell, D. E.: «A Log-Periodic Reflector Feed», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 1152.
564. Smedes, R. L.: «High Efficiency Microwave Lens», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1956, pt 1, p. 208.
565. Ratyński, M. V.: «Future Trends in Radomes for Ground Electronic Equipment», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1956, pt 1, p. 236.
566. Owen, A. R. G., and Reynolds, L. G.: «The Effect of Flanges on the Radiation Patterns of Small Horns», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, p. 1528.
567. Moullin, E. B.: «Radio Aerials» (Clarendon Press, Oxford, 1949).
568. Rumsey, V. H.: «Techniques for Handling Elliptically Polarized Waves with Special Reference to Antennas», *Proc. I.R.E.*, 1951, **39**, p. 535.
569. Brown, J.: «Effect of Amplitude Variations in Aperture Fields on Side Lobes», *J.I.E.E.*, 1950, **97**, pt III, p. 419.
570. Scheldorf, M. W.: «Improvement of Impedance for Microwave Reflector Feed», *Proc. I.R.E.*, 1957, **45**, p. 1548.
571. Jones, E. M. T., Morita, T., and Cohn, S. B.: «Measured Performance of Matched Dielectric Lenses», *Trans. I.R.E.*, 1956, **AP-4**, p. 31.
572. Robinson, G. P.: «Three Dimensional Microwave Lens», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1954, **13**, p. 73.
573. Eaton, J. E.: «Zero-Phase Fronts in Microwave Optics», *Trans. I.R.E.*, 1952, **AP-1**, February, p. 38.
574. Holtum, A. G.: «Improving the Helical Beam Antenna», *Electronics*, 1960, **33**, April 29th, p. 99.
575. Green, H. E.: «Paraboloidal Reflector Aerial with a Helical Feed», *Proc. I.R.E., Austral.*, 1960, **21**, p. 71.
576. Folds, P., and Komlos, S. G.: «Theoretical and Experimental Study of Wide-Band Paraboloid Antenna with Central-Reflector Feed», *RCA Rev.*, 1960, **21**, p. 94.
577. Sinclair, G.: «Measurement of Aircraft-Antenna Patterns using Models», *Proc. I.R.E.*, 1947, **35**, p. 1451.
578. Cheng, D. K., and Moseley, S. T.: «On Axis Defocus Characteristics of the Paraboloidal Reflector», *Trans. I.R.E.*, 1955, **AP-3**, p. 214.
579. Hamer, E. G., and Foot, J. B. L.: «An Automatic Recorder of Aerial Radiation Diagrams», *J. Brit. I.R.E.*, 1954, **14**, p. 33.
580. LeCaine, H., and Katchky, M.: «Microwave Antenna Beam Evaluator», *Electronics*, 1947, **20**, August, p. 116.
581. Beck, A. H., and Tibbs, S. A.: «An Automatic Polar Diagram Recorder», *Electronic Engng*, 1948, **290** p. 17.

582. Rhodes, D. R.: «On Minimum Range for Radiation Patterns», *Proc. I.R.E.*, 1954, **42**, p. 1408.
583. Vernon, F. L.: «Application of the Microwave Homodyne», *Trans. I.R.E.*, 1952, **AP-4**, p. 110.
584. Justice, R., and Rumsey, V. H.: «Measurements of Electric Field Distributions», *Trans. I.R.E.*, 1955, **AP-3**, p. 177.
585. Ling, T. T.: «Aerial Radiation Patterns: Apparatus for Cathode-Ray Tube Display», *Wireless Engr*, 1953, **30**, p. 192.
586. Anderson M. G.: «Radiation from a Radial Dipole through a Thin Dielectric Spherical Shell», *Trans. I.R.E.*, 1957, **AP-5**, p. 337.
587. Keller, J. B., and Keller, H. B.: «Reflection and Transmission of Electromagnetic Waves by a Spherical Shell», *J. appl. Phys.*, 1949, **20**, p. 393.
- \*588. Mirimanov, R. G.: «Radiation Resistance of a Dipole placed in the Centre of a Thin Spherical Envelope», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1950, **71**, p. 1061.
589. Trentini, G. von: «Partially Reflecting Sheet Arrays», *Trans. I.R.E.*, 1956, **AP-4**, p. 666.
590. Price, O. R.: «Reduction of Side-Lobe Level and Beam Width for Receiving Antennas», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 1177.
591. Bell, R. L.: «Broadband Log-Periodic Antennas», *Electronics*, 1960, **33**, June 17th, p. 58.
592. Jahn, R.: «Investigation of the Technical Application of Cylindrical Surface-Wave Aerials as Radar Aerials», *Nachr. tech.*, 1959, **9**, p. 418.
593. Trentini, G. von: «Systems for Guiding Waves on End-Fire Radiators», *Nachr. Tech. Z.*, 1959, **12**, p. 501.
594. Wait, J. R., and Mientka, W. E.: «Calculated Patterns of Slotted Elliptic-Cylinder Antennae», *Appl. sci. Res.*, 1959, **B7**, No. 6, p. 449.
595. Prochazka, M.: «The Dielectric Horn Aerial», *Hochfreq. Elektroak.*, 1959, **68**, p. 93.
596. Chu, L. J.: «Physical Limitations of Omnidirectional Antennas», *J. appl. Phys.*, 1948, **19**, p. 1163.
597. Francia, E. T. di: «Super-gain Antennas and Optical Resolving Power», *Nuovo Cim.*, 1952, **9**, Sup. No. 3, p. 426.
598. Zucker, F. J.: «Theory and Application of Surface Waves», *Nuovo Cim.*, 1952, **9**, Sup. No. 3, p. 450.
599. Zucker, F. J.: «The Guiding and Radiation of Surface Waves», *Proc. Symp. Modern Advances in Microwave Techniques* (Interscience, New York, 1954).
600. Bickmore, R. W.: «Fraunhofer-Pattern Measurements in the Fresnel Region», *Canad. J. Phys.*, 1957, **35**, p. 1290.
601. King, R., and Owyang, G. H.: «An Experimental Study of the Slot Aerial and the Three-Element Collinear Array of Slot Aerials», *Proc. I.R.E.*, 1960, **107C**, p. 216.
602. Crompton, J. W.: «The Design of Cylindrical Metal-Plate Microwave Lenses fed by Non-Resonant Slotted Waveguide Arrays», *Proc. I.R.E.*, 1960, **107C**, p. 330.
603. Unz, H.: «Linear Arrays with Arbitrarily Distributed Elements», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 222.
604. Palmer, D. S.: «The-Effects of Errors on the Polar Diagram of a Slot Array», *Marconi Rev.*, 1960, **23**, p. 110.
605. Price, O. R., and Hyneman, R. F.: «Distribution Functions for Monopulse Antenna Difference Patterns», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 567.
606. Felsen, L. B.: «Radlation from a Tapered Surface Wave Antenna», *Trans. I.R.E.*, **AP-8**, p. 577.
607. Valster, F.: «A High-Speed Scanning Radar Antenna», *Philips tech. Rev.*, 1960, **22**, p. 29.

608. Stegen, R. J.: «Gain of Tchebycheff Arrays», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 629.
609. King, M. J., and Thomas, R. K.: «Gain of Large Scanned Arrays», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 635.
610. Donnellan, J. R.: «Second-Mode Operation of the Spiral Antenna», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 637.
611. Stegen, R. J.: «Excitation Coefficients and Beamwidths of Tchebycheff Arrays», *Proc. I.R.E.*, 1953, **41**, p. 1671.
612. Shnitkin, H.: «Survey of Electronically Scanned Antennas», *Microwave J.*, 1960, **3**, December, p. 67.
613. Blass, J., and Rabinowitz, S. J.: «Mutual Coupling in Two-Dimensional Arrays», *Wescon Conv. Rec. I.R.E.*, 1957, **1**, pt 1, p. 134.
614. Solyman, L.: «Lens-Compensated Biconical Aerial», *Electronic Technol.*, 1961, **38**, p. 211.
615. Mayes, P. E., Deschamps, G. A., and Patton, W. T.: «Backward-Wave Radiation from Periodic Structures and Application to the Design of Frequency-Independent Antennas», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 962.
616. Bolljahn, J. T.: «Synthesis of Modulated Corrugated Surface-Wave Structures», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 236.
617. Simpson, T. L., and Tillman, J. D.: «Parasitic Excitation of Circular Antenna Arrays», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 263.
618. Donnellan, J. R.: «A Spiral-Doublet Scanning Array», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 276.
619. Goldstone, L. O., and Oliner, A. A.: «Leaky Wave Antennas II: Circular Waveguides», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 280.
620. Donnellan, J. R., and Close, R. T.: «A Spiral-Grating Array», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 291.
621. Yen, J. L.: «Coupled Surface Waves and Broadside Arrays of End-Fire Antennas», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 296.
622. Van Buskirk, L. F., and Hendrix, C. E.: «The Zone Plate as a Radio-Frequency Focusing Element», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 319.
623. Adachi, S., Rudduck, R. C., and Walter, C. H.: «A General Analysis of Nonplanar, Two-Dimensional Luneberg Lenses», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 353.
624. Dudley, D. G.: «An Iris-Excited Slot Radiator in the Narrow Wall of Rectangular Waveguide», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 361.
625. Cassidy, E. S., and Coehn, M.: «On the Existence of Leaky Waves due to a Line Source above a Grounded Dielectric Slab», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MTT-9**, p. 243.
626. Epis, J. J.: «Compensated Electromagnetic Horns», *Microwave J.*, 1961, **4**, May, p. 84.
627. Wilkinson, E. J.: «A Circularly Polarized Slot Antenna», *Microwave J.*, 1961, **4**, No. 3, p. 97.
628. Meinke, H.: «Wide-Band Omnidirectional Radiators of Cylindrical Symmetry with High-Pass Matching», *Nachr. Tech. Z.*, 1960, **13**, p. 161.
629. Broussard, G., and Spitz, E.: «Endfire Antennas». *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 515.
630. Mayes, P. E., and Dyson, J. D.: «A Note on the Difference between Equiangular and Archimedes Spiral Antennas», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MTT-9**, p. 203.
- \*631. Fradin, A. Z.: «Microwave Antennas» (Pergamon Press, Oxford, 1961).
632. Wait, J. R., and Conda, A. M.: «Resonance Characteristics of a Corrugated Cylinder excited by a Magnetic Dipole», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 330.
633. Francia, G. T. di Ronchi, L., and Russo, V.: «Experi-

- mental Test of a Stepped-Zone Mirror for Microwaves», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-7**, p. 125.
634. Müller, K. E.: «Investigation of the Radiation Characteristics of Elliptical Waveguide and of the Possibility of Generating a Circularly Polarized Radiation Field», *Hochfreq. Electroak.*, 1960, **69**, p. 140.
635. Blass, J.: «The Multidirectional Antenna: A New Approach to Stacked Beams», *Internat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1960, **8**, pt 1, p. 48.
636. Goebels, F. J., and Kelly, K. C.: «Arbitrary Polarization from Annular Slot Planar Antennas», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 342.
637. Morita, K., and Sekiguchi, T.: «The Relation between Deviation of the Exciting Point and the Gain of a Paraboloidal Reflector», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1955, **38**, p. 969.
638. Moriguchi N.: «Theory of a Slot Antenna in a Side Wall of a Rectangular Waveguide», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1955, **38**, p. 552.
639. Arbakke, M.: «Measuring Equipment for Microwave Antennas», *Elektrotek. Tid.*, 1960, **73**, p. 503.
640. Thomas, R. K., and Ringebach, M. E.: «Vertically Polarized Microwave Antenna», *Radio-Electronic Engng*, 1953, **13**, p. 27.
- \*641. Bakrakh, L. D.: «The Maximal Directivity Coefficient of Linear and Plane Antennas», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1954, **95**, p. 45.
642. Robin, L., and Gomes, A. P.: «The Symmetrical Biconical Antenna of any Angle», *Ann. Telecomm.*, 1953, **8**, p. 382.
643. Prochazka, M.: «Experimental Investigation of Dielectric Horn-Type Antennas», *Slab. Obz.*, 1956, **17**, p. 5.
644. Svennerus, G.: «Microwave Antennas with Optical Analogies», *Tekn. Tid.*, 1956, **86**, p. 619.
645. Sakurai, T.: «Hyper-Wideband Microwave Antenna», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan* 1955, **38**, p. 10.
646. Matsumoto, K.: «Anti-Freeze and Anti-Waterdrop Investigations on Microwave Antennas», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1955, **38**, p. 84.
647. Guth, W.: «Construction of a Surface Antenna with Cone-Shaped Characteristic», *Z. angew. Phys.*, 1956, **8**, p. 368.
648. Bennett, R.: «Aircraft Radomes — Principles and Manufacturing Methods», *Brit. Commun. Electronics*, 1956, **3**, p. 300.
- \*649. Grineva, K. I.: «Radiation Patterns of Surface Wane Antennas», *Radiotekhnika*, 1956, **11**, p. 3.
650. Breton, J.: «Experimental Study in the 1000-Mc/s Band of Transmission and Reception by Helical Antennas», *J. Phys. Radium*, 1953, **14**, p. 56 S.
651. Wood, R.: «Glass-cloth Moulding», *Aircraft Prodn*, 1953, **15**, p. 146.
652. Uchida, H., and Hirano, N.: «Multiple-Horn Antenna for Microwaves», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1953, **36**, p. 486.
653. Musil, J., and Obruča, L.: «Design of a Special-Shape Antenna for Scanning Radar», *Stab. Obz.*, 1960, **21**, p. 484.
654. Klausner, H. U.: «Radar Antennas and Scanners», *Sci Electrica*, 1960, **6**, p. 53.
655. Stranak F.: «Designing an Antenna of the Type: Pyramidal Horn-Paraboloid of Revolution», *Stab. Obz.*, 1959, **20**, p. 691.
656. Cohen, A., and Maltese, A. W.: «The Lincoln Laboratory Antenna Test Range», *Microwave J.*, 1961, **4**, No. 4, p. 57.
657. Stöhr, W., and Zinke, O.: «Ways towards the Optimum Wide-Band Omnidirectional Radiator», *Frequenz*, 1960, **14**, p. 26.
658. Blume, S.: «Experimental and Theoretical Investigations of Plane Surface Antennas», *Z. angew. Phys.*, 1960, **12**, pp. 39 and 72.
659. Lamb, H.: «Wide-Band Matching of Horn Parabola Antennas», *Frequenz*, 1959, **13**, p. 390.
660. Wilson, A. C.: «High-Gain, Very-Low-Sidelobe Antenna with Capability for Beam Slewing», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1960, **64D**, p. 557.

661. Aulock, W. H. von: «Properties of Phased Arrays», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 1715.
662. Judd, F. C.: «Practical Aerial Measurements», *Wireless Wld*, 1960, **66**, p. 580.
663. Herz, R.: «Wide-Band Paraboloidal Antennas with Helices as Radiators for Decimetre Waves», *Nachr. Tech. Z.*, 1960, **13**, p. 109.
664. Dyson, J. D., and Mayes, P. E.: «New Circularly-Polarized Frequency-Independent Antennas with Conical Beam or Omnidirectional Patterns», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 334.
665. Tai, C. T.: «The Electromagnetic Theory of the Spherical Luneberg Lens», *Appl. sci. Res.*, 1958, **B7**, p. 113.
666. Kranck, W.: «Screened Wide-Band Helical Antenna as Primary Antenna for Paraboloidal Reflectors in the 800-Mc/s Range», *Telefunken Z.*, 1960, **33**, p. 48.
667. Hoffmann, M.: «The Utility of the Array Pattern Matrix for Linear Array Computations», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 97.
668. Wheeler, M. S.: «On the Radiation from Several Regions in Spiral Antennas», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 100.
669. Hu, A. Y., and Lunden, C. D.: «Rectangular-Ridge Waveguide Slot Array», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 102.
670. Kuehl, H. H.: «Measurements on the Asymmetrically-Excited Prolate Spheroidal Antenna», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 105.
671. Roush, R. G., and Wiltse, J. C.: «Electronically Steerable S-Band Array», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 107.
672. Wilkinson, E. J., and Appelbaum, A. J.: «Cassegrain Systems», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 119.
673. Rotman, W., and Maestri, A.: «Electromechanically-Scanned Trough-Waveguide Array», *Electronics*, 1961, **34**, March 3rd, p. 54.
674. Lee, L., and Farnell, G. W.: «Phase Singularities for Microwave Lenses with Aberrations», *J. Opt. Soc. Amer.*, 1961, **51**, p. 273.
675. Sharp, E. D.: «A Triangular Arrangement of Planar-Array Elements that Reduces the Number Needed», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 126.
676. DasGupta, S., and Lo, Y. T.: «A Study of the Coma-Corrected Zoned Mirror by Diffraction Theory», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 130.
677. Hannan, P. W.: «Microwave Antennas Derived from the Cassegrain Telescope», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 140.
678. Shelton, J. P., and Kelleher, K. S.: «Multiple Beams from Linear Arrays», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 154.
679. Shanks, H. E., and Bickmore, R. W.: «Four-Dimensional Electromagnetic Radiators», *Canad. J. Phys.*, 1959, **37**, p. 263.
680. Shanks, H. E.: «A New Technique for Electronic Scanning», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 162.
681. Harrison, C. W., and King, R. W. P.: «Folded Dipoles and Loops», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 171.
682. Harrington, R. F.: «Sidelobe Reduction by Nonuniform Element Spacing», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 187.
683. Currie, J. W., Gosnell, C. N., and Young, L.: «Conducting Fabric Antennas», *Microwave J.*, 1960, **3**, October, p. 67.
684. King, D. D., Packard, R. F., and Thomas, R. K.: «Unequally-Spaced Broad-Band Antenna Arrays», *Trans. I. R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 380.
685. Unz, H.: «Matrix Relations for a Linear Array with Dipole Elements in the Fresnel Zone», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 220.
686. Shimizu, J. K.: «Octave-Bandwidth Feed Horn for Paraboloid», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 223.
687. Tai, C. T.: «On the Definition of the Effective Aperture of Antennas», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 224.
688. Russo, V. and Francia, G. T. di «Correction of the Astigmatism of a Spherical Diffraction Reflector», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 225.

689. Carr, J. W.: «Some Variations in Log-Periodic Antenna Structures», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 229.
690. Ehrenspeck, H. W., «The Backfire Antenna, a New Type of Directional Line Source», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 109.
691. Weissberg, E.: «The Backfire Antenna», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 1911.
692. Bauer, L. H.: «Technique for Amplitude Modulating a Van Atta Radar Reflector», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 634.
693. Hollis, J. S.: «Antenna Measurements», *Microwave J.*, 1960, **3**, February, p. 39, and March, p. 85.
694. Clayfon, L., and Hollis, J. S.: «Calculation of Microwave Antenna Radiation Systems», *Microwave J.*, 1960, **3**, September, p. 59.
695. Allen, J. L.: «A Theoretical Limitation on the Formation of Lossless Multiple Beams in Linear Arrays», *Trans. I. R. E.*, 1961, **AP-9**, p. 350.
696. Stahl, D.: «Determination of the Gain and Directional Characteristics of a Yagi Antenna for Decimetre Waves», *Rundfunktech. Mitt.*, 1960, **4**, p. 85.
697. Eberle, J. W., Levis, C. A., and McCoy, D.: «The Flared Slot: A Moderately Directive Flush-Mounted Broad-Band Antenna», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 461.
698. Foldes, P.: «Mathematical and Experimental Studies of a Wide-Band Vertically-Polarized Antenna», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 469.
699. Ksienski, A.: «Maximally Flat and Quasi-Smooth Sector Beams», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 476.
700. Shanks, H. E.: «A Geometrical Optics Method of Pattern Synthesis for Linear Arrays», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 485.
701. Nail, J. J.: «Designing Discone Antennas», *Electronics*, 1953, **26**, August, p. 167.
702. Hansen, R. C.: «Gain Limitations of Large Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 490.
703. Elfving, C., Franks, R., and Lamberty, C.: «Methods of Automatic Analysis and Synthesis of Polarization of Electromagnetic Waves», *Microwave J.*, 1960, **3**, November, p. 57.
704. Sandler, S. S.: «Some Equivalences between Equally and Unequally Spaced Arrays», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 496.
705. Walter, C. H.: «Surface-Wave Luneberg Lens Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 508.
706. Forbes, G. R.: «An Endfire Array Continuously Proximity-Coupled to a Two-Wire Line», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 518.
707. Mickey, L. W., and Chadwick, M. G.: «Closely Spaced High-Dielectric-Constant Polyrod Arrays», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, **6**, pt 1, p. 213.
708. Schlesinger, S. P., and Vigants, A.: «Experimental Comparison of Image Line Radiators and Polyrod Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 521.
709. Lavrench, W.: «Electrical Performance of Rigid Ground Radomes», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 548.
710. Bell, R. L., Elfving, C. T., and Franks, R. E.: «Near-Field Measurements on a Logarithmically Periodic Antenna», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 559.
711. Müller, K. E., and Göller, J.: «Horn Radiators as Gain Standards», *Nachr. tech.*, 1960, **10**, p. 414.
712. Scheggi, A. M., and Francia, G. T. di: «A Microwave Lens for Rapid Scanning», *Alta Frequenza*, 1960, **29**, p. 438.
713. Chu, L. J., and Barrow, W. L.: «Electromagnetic Horn Design», *Elect. Engng.*, 1939, **58**, p. 333.
714. Moulain, E. B.: «Radiation Resistance of Surfaces of Revolution», *J. I. E. E.*, 1941, **88**, p. 50.

715. M o u l l i n , E. B.: «Theory and Performance of Corner Reflectors for Aerials», *J. I. E. E.*, 1945, **92**, pt III, p. 58.
716. S c h ä f e r , O.: «A Comparison between Electric Horns and other Directional Radiators», *Telegraph. Fernsp. Tech.*, 1943, **32**, p. 141.
717. M a g n u s , W.: «Theory of the Cylindrical-Parabolic Reflector», *Z. Phys.*, 1941, **118**, p. 343.
- \*718. W e d e n s k y , B. A., and M a i z e l s , E. N.: «Electromagnetic Field of Paraboloid-of-Revolution Reflectors», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1939, **23**, p. 908.
719. B l o c h , A., M e d h u r s t , R. G., and P o o l , S. D.: «A New Approach to the Design of Super-directive Aerial Arrays», *Proc. I. E. E.*, 1953, **100**, pt III, p. 303.
720. S i n c l a i r , G., and C a i r n s , F. V.: «Optimum Patterns for Arrays of Non-Isotropic Sources», *Trans. I. R. E.*, 1952, **AP-1**, February, p. 50.
721. M o n s e r , G. J., and B o t k i n , E. D.: «Omnidirectional K-Band Antenna uses Slots, Probes and Horns», *Electronics*, 1961, **33**, August 18th, p. 54.
722. I s h i m a r u , A., and T u a n , H. S.: «Frequency Scanning Antennas», *Intern. Conv. Rec. I. R. E.*, 1961, **9**, pt 1, p. 101.
723. S h a r p , E. D., and D i a b , M. A.: «Van Atta Reflector Array», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 436.
724. S c h e l k u n o f f , S. A., and F r i i s , H. T.: «Antennas: Theory and Practice» (Wiley, New York, 1952).
725. J a s i k , H.: «Antenna Engineering Handbook» (McGraw-Hill, New York, 1961).
726. L e v i n e , D.: «Maximum Antenna Gain of Shaped Beams», *J. Franklin Inst.*, 1961, **271**, p. 184.
727. H u , Y. Y.: «A Method of Determining Phase Centres and its Application to Electromagnetic Horns», *J. Franklin Inst.*, 1961, **271**, p. 31.
728. K i t s u r e g a w a , T., and A r i t a , F.: «Metal-Mesh Embedded Dielectric Radome» *Electronics*, 1961, **34**, October 20th, p. 58.
729. B o l s t e r , M. F.: «A New Type of Circular Polarizer using Crossed Dipoles», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 385.
730. B r o w n , J., and J u l l , E. V.: «The Prediction of Aerial Radiation Patterns from Near-Field Measurem», *Proc. I. E. E.*, 1961, **108B**, p. 635.
731. M i d g l e y , D.: «A Theory of Receiving Aerials applied to the Reradiation of an Electromagnetic Horn», *Proc. I. E. E.*, 1961, **108B**, p. 645.
732. N o w a t z k y , D.: «Some Problems regarding the Measurement of Radiation Patterns of Antennas», *Tech. Mitt. BRP*, 1961, **5**, p. 129.
733. C o n s o r t i n i , A., R o n c h i , L., S c h e g g i , A. M., and F r a n c i a , G. T. d i.: «Gain Limit and Tolerances of Big Reflector Antennas», *Alta Frequenza*, 1961, **30**, pp. 232 and 776.
734. C l a s e n , C. P., R a n k i n , J. B., and W o o d w a r d , O. M.: «A Radial-Waveguide Antenna and Multiple Amplifier System for Electronic Scanning», *RCA Rev.*, 1961, **22**, p. 543.
735. C h e o , B. R. S., R u m s e y , V. H., and W e l c h , W. J.: «A Solution to the Frequency-Independent Antenna Problem», *Trans. I. R. E.*, 1961, **AP-9**, p. 527.
736. K n o p , C. M.: «The Radiation Fields from a Circumferential Slot on a Metal Cylinder Coated with a Lossy Dielectric», *Trans. I. R. E.*, 1961, **AP-9**, p. 535..
737. C h i r o n , B., and H o l v o e t - V e r m a u t , F.: «Experimental Investigations of Dielectric Spherical Lenses and Reflectors», *Onde elect.*, 1961, **41**, p. 481.
738. S t r a i t , B. J., and C h e n g , D. K.: «Microwave Magnetic-Field Measurements by a Modulated Scattering Technique», *Proc. I. E. E.*, 1962, **109B**, p. 33.
739. S t e e l e , K. A.: «A Very Broadband Microwave Antenna Coupler», *Microwave J.*, 1961, **4**, December, p. 102.

740. Hatcher, B. R.: «Nomogram on the Half-Power Beamwidth of a Continuous Array», *Microwave J.*, 1961, 4, December, p. 66.
741. Francia, G. T. di: «Spherical Lenses for Infrared and Microwaves», *J. appl. Phys.*, 1961, 32, p. 2051.
742. Getsinger, W. J.: «New Leaky-Wave Antenna Designs», *Electronics*, 1962, 35, February 16th, p. 35.
743. Silver, S.: «Microwave Aperture Antennas and Diffraction Theory», *J. Opt. Soc. Amer.*, 1962, 52, p. 131.
744. Schell, A. C., and Bouché, E. L.: «A Concentric Ring Array», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, 2, pt 1, p. 212.
745. Neff, H. P., and Tillman, J. D.: «An Electronically Scanned Circular Antenna Array», *Internat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1960, 8, pt 1, p. 41.
746. Maas, G. J. vander: «A Simplified Calculation for Dolph—Tchebycheff Arrays», *J. appl. Phys.*, 1954, 25, p. 121.
747. Whistlercroft, D.: «Microwave Thickness Measurement of Dielectric Materials», *J. Brit. I. R. E.*, 1962, 23, p. 151.
748. Andreason, M. G.: «Linear Arrays with Variable Interelement Spacings», *Trans. I. R. E.*, 1962, AP-10, p. 137.
749. Ishimaru, A., and Tuan, H.-S.: «Theory of Frequency Scanning of Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1962, AP-10, p. 144.
750. Chen, Kun-Mu: «Sandwich-Wire Antenna», *Trans. I. R. E.*, 1962, AP-10, p. 159.
751. Getsinger, W. J.: «Elliptically Polarized Leaky-Wave Array», *Trans. I. R. E.*, 1962, AP-10, p. 165.
752. Sharp, F. D., and Jones, E. M. T.: «An Antenna Array of Longitudinally-Slotted Dielectric-Loaded Waveguides», *Trans. I. R. E.*, 1962, AP-10, p. 179.
753. Aulock, W. H. von: «An Electronically Scanning Radar Antenna», *Bell Lab. Rec.*, 1962, 40, p. 118.
754. Mollin, E. B.: «The Radiation Resistance of Aerials whose Length is Comparable with the Wavelength», *J. I. E. E.*, 1936, 78, p. 540, and *Electrician*, 1936, 116, p. 32.
755. Wolf, I.: «Determination of the Radiating System which will Produce a Specified Directional Characteristics», *Proc. I. R. E.*, 1937, 25, pp. 5 and 630.
756. Schelkunoff, S. A.: «Theory of Antennas of Arbitrary Size and Shape», *Proc. I. R. E.*, 1941, 29, p. 439.
757. Aharoni, A.: «Antennas, an Introduction to their Theory» (University Press, Oxford, 1946).
758. Morita, K.: «The Directive Property of Paraboloidal Reflectors», *J. I. E. E. Japan*, 1935, 55, p. 721, and *Rep. radio Res. Japan*, 1935, 5, p. 25.
759. Brendel, R.: «Contribution to the Calculation of Parabolic Reflectors for Electric Waves», *Hochfreq. Elektroak.*, 1936, 47, p. 14.
760. Buchholz, H.: «The Propagation of Electromagnetic Waves in a Cone-Shaped Horn», *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1940, 37, p. 173.
761. Maloff, N.: «On the Calculation of the Radiation Field of a Waveguide», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1944, 14, p. 224.
762. King, D. D., and King, R.: «Microwave Measurements with Applications to Antennas. I and II», *J. appl. Phys.*, 1945, 16, pp. 435 and 445.
763. Fradin, A. Z.: «The Design of a Wave Canal, with Active Radiators», *Izv. Elekt. Slab. Toka*, 1939, No. 9, p. 12.
764. Bach, W.: «Investigations in the Near Field of a Mirror in the Form of a Paraboloid of Revolution», *Hochfreq. Elektroak.*, 1939, 53, p. 115.
765. Morita, K., and Heyasi, K.: «Beam Antenna and Parabolic Reflector», *Electrotech. J. Tokyo*, 1938, 2, p. 16.
766. Brömel, R.: «The Radiation Properties of Small Parabolic Mir-

rors with Various Modes of Excitation: Parts I and II», *Hochfreq. Elekt-roak.*, 1936, 48, pp. 81 and 120.

767. Richter, E. W.: «Stepped Parabolic Antennas», *Microwave J.*, 1962, 5, May, p. 95.
768. Dyson, J. D.: «A Survey of the Very-Wide-Band and Frequency-Independent Antennas — 1945 to the Present», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1962, 66D, p. 1.
769. Wang, C. C., and Kornhauser, E. T.: «Propagation on Modulated Corrugated Rods», *Trans. I. R. E.*, 1962, MTT-10, p. 161.
770. Richmond, J. H.: «Transmission through Inhomogeneous Plane Layers», *Trans. I. R. E.*, 1962, AP-10, p. 300.

\* \* \*

64. «Обтекатели антенн». Пер. с англ., под ред. А. И. Шпунтова. Изд-во «Советское радио», 1950.
176. Гринберг Г. А., Лебедев Н. И., Скальская И. П., Уфлянд Я. С. Электромагнитное поле линейного излучателя, находящегося внутри идеально-проводящего параболического экрана. ЖЭТФ, 1956, т. 30, стр. 520.
279. Левин М. Л. К теории щелевых антенн в круглом волноводе. ЖТФ, 1951, т. 21, стр. 772.
280. Левин М. Л. Пассивные излучающие системы в волноводах. ДАН СССР, 1953, т. 91, стр. 807.
314. Миказан П. С. Дифракция электромагнитных волн на открытом конце спирального волновода. ДАН СССР, 1959, т. 128, стр. 502.
394. Рождественский Б. Л. Волны в плоском рупоре. ДАН СССР, 1951, т. 77, стр. 221.
439. Скальская И. П. Электромагнитное поле дипольного излучателя, помещенного внутри параболического рефлектора. ЖТФ, 1955, т. 25, стр. 2371.
487. Вайнштейн Л. А. О дифракции волн на открытом конце круглого волновода, диаметр которого значительно больше длины волны. ДАН СССР, 1950, т. 74, стр. 909.
488. Вайнштейн Л. А. Излучение несимметричных волн из открытого конца круглого волновода. ДАН СССР, 1950, т. 74, стр. 485.
489. Вайнштейн Л. А. Общая теория несимметричных волн в круглом волноводе с открытым концом. ЖЭТФ, 1951, т. 21, стр. 328.
490. Вайнштейн Л. А. Численные результаты теории несимметричных волн в круглом волноводе с открытым концом (волны  $E$  и  $H_1$ ). ЖТФ, 1951, т. 21, стр. 346.
542. Зелкин Е. Г. Волны в пирамидальном рупоре. ЖТФ, 1951, т. 21, стр. 1228.
559. Высокоский Д. М. Амплитудно-фазовые соотношения токов в вибраторах антенны «волновой канал». ДАН СССР, 1954, т. 96, стр. 971.
560. Высокоский Д. М. Резонанс в системе связанного генератора и настроенной антенны. ДАН СССР, 1954, т. 96, стр. 659.
588. Мириманов Р. Г. Сопротивление излучения диполя, помещенного в центр тонкой сферической оболочки. ДАН СССР, 1950, т. 71, стр. 1061.
631. Фрадкин А. З. Антенны сверхвысоких частот. (Пер. с англ.). Изд-во «Советское радио», 1957.
641. Бахрах Л. Д. О максимальном коэффициенте направленного действия линейной плоской антенны. ДАН СССР, 1954, т. 95, стр. 45.
649. Гринева К. И. Диаграммы излучения антенны поверхностных волн. «Радиотехника», 1956, т. 11, № 12, стр. 3.
718. Введенский Б. А., Майзельс Е. Н. О расчете радиозеркал в виде параболических вращения. ДАН СССР, 1939, т. 23, стр. 904.

## МЕХАНИЧЕСКАЯ КОНСТРУКЦИЯ И ИЗГОТОВЛЕНИЕ

### 15.1. ТЕХНИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ

#### 15.1.1. Конструктивные данные

Современные разработки в области техники сверхвысоких частот были направлены главным образом на усовершенствование методов проектирования, изготовления и контроля. В сверхвысокочастотных конструкциях большую роль играют токонесущие поверхности и объемы, в которых или вокруг которых существуют электрические и магнитные поля. Поскольку они всегда являются внутренними и требуют точных размеров и гладких поверхностей, то их изготовление представляет особую задачу.

Из существующего в настоящее время большого количества производственных процессов [76, 115, 142] часть оказалась пригодной и для сверхвысокочастотных конструкций [8, 46, 141]. При выборе производственного процесса следует принимать во внимание такие соображения, как сложность узлов и возможность их замены, надежность, воспроизводимость, разнообразие технологических приемов, габариты и вес.

Габариты и вес сверхвысокочастотных конструкций могут быть уменьшены, если использовать компактные передающие линии, например полосковые линии, заполненные диэлектриком волноводы, гребневые волноводы и т. д. Уменьшения габаритов и веса также можно достигнуть благодаря целесообразному размещению, позволяющему получить компактную конфигурацию узла. Этого можно добиться путем возможного устранения соединительных элементов, уголков, скруток, переходов с целью получить общую сборку, требующую меньше конструкторской работы, более прочную и простую в изготовлении.

Уменьшение габаритов и упрощение достигаются также при использовании лабиринтной конструкции Левина [70], показанной на рис. 15.1, а. Здесь общая плоскостная сборка была получена путем фрезерования прорезей в пластинах, служащих нижней и верхней крышками, между которыми вставлялись перегородки, образующие несколько волноводных каналов, расположенных рядом друг с другом. Такие встроенные элементы, как гибридные соединения, направленные ответвители и фильтры, выполняются в виде сборки многоштыревых конструкций [24]. Плоскостные общие сборки, описанные Джемисоном [58—60], пригодны для конструкций, содержащих гибридные кольца и направленные ответвители. Они

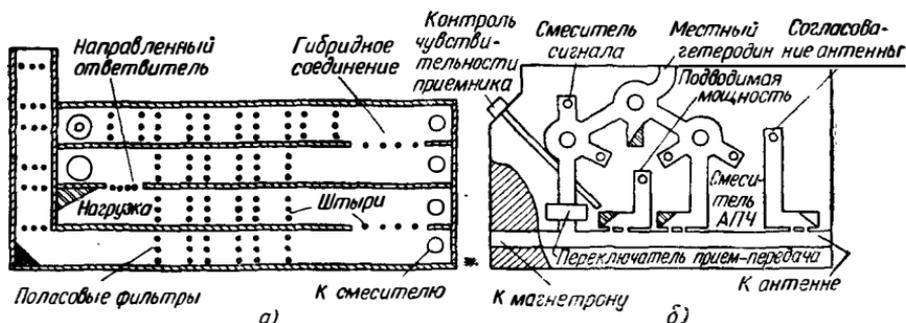


Рис. 15. 1. Плоскостная конструкция сверхвысокочастотных узлов:

а — линейный ретранслятор на частоте 4 Гцз; здесь используется волновод с поперечным сечением 50,8×16,8 мм; б — высокочастотная головка на частоте 9,5 Гцз; здесь используется волновод с поперечным сечением 23×10 мм. (См. [70, 60].)

могут изготавливаться несколькими методами, которые экономичны при числе выпускаемых изделий порядка 100 комплектов. Пример такого узла показан на рис. 15.1, б.

Сверхвысокочастотные узлы относительно дороги в изготовлении, и расходы на их производство составляют значительную часть стоимости всего изделия. Стоимость изготовления может быть снижена при массовом производстве, так как в этом случае затраты на специальный инструмент распределяются на большое количество изделий. Но в этом случае продукция должна быть в известной степени стандартизована, поскольку однородность и высокое качество могут быть обеспечены благодаря специализации.

На конструкцию узла оказывают влияние окончательная проверка и испытание изделия. Высокопродуктивный выход или меньшая стоимость производства может быть достигнута путем возможно большего снижения допусков. Но, если допуски на отдельные детали слишком свободны, тогда стоимость отбракованных деталей при окончательной сборке становится слишком высокой. Таким образом, очевидно, существует оптимальная система конструктивных допусков. Эта оптимальная система будет, конечно, функцией метода изготовления, метода проверки, числа выпускаемых изделий и других параметров [27, 32, 40, 65, 86].

## 15.1.2. Размеры и допуски

Для того чтобы окончательные характеристики системы сверхвысоких частот оказались удовлетворительными, необходимо, чтобы в чертежах и технических условиях были сформулированы точные требования на изготовление. Если в чертеже оговариваются условия механической взаимозаменяемости, то необходимо приводить лишь минимальное количество данных, часто называемых проверочными данными. Например, для соединителя с болтами, показанного на рис. 15.2, в проверочные данные следует включить диаметры, положение и длины отверстий для болтов, прямоугольность контактной поверхности и применение определенных механических калибров. Если же чертеж предназначен для изготовления деталей, то дополнительные сведения для данного примера включали бы материал, второстепенные размеры и допуски, расположение фасок и отделку поверхностей.

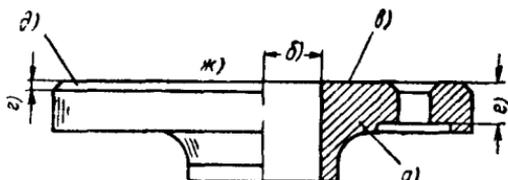


Рис. 15. 2. Типовые данные, которые должны указываться на чертежах:

*а* — материал; *б* — допуски на размеры; *в* — класс обработки поверхности; *г* — прямолинейность и прямоугольность; *д* — фаска на соединительной поверхности; *е* — подрезка торца; *ж* — использование проверочных калибров.

Номинальные размеры любой данной конструкции обычно определяются посредством теоретического расчета и электрических измерений макета. Длина волны в волноводе и волновое сопротивление волновода зависят от его поперечного сечения и поскольку сверхвысокочастотные системы часто бывают резонансными, или содержат реактивные проводимости, смещенные на критические расстояния, то необходимо тщательно проверять внутренние размеры. На практике требуемые допуски составляют 0,0005—0,0001 от длины волны в свободном пространстве и поэтому допуски на размеры для всего диапазона сверхвысоких частот в зависимости от типа прибора или узла находятся в пределах от 0,025 до 0,00025 мм. Небольшой радиус в углах прямоугольного волновода несколько изменяет волновое сопротивление и если это изменение не превышает 0,001, то допустимые радиусы в зависимости от размеров волновода лежат в пределах от 0,05 до 1,27.

Влияние изменения номинального размера на электрические параметры трудно определить на основании практически полученных данных и поэтому конструкцию следует разбить на такие простые элементы, как диафрагмы, трансформаторы, штыри и тройники. Поведение этих элементов в зависимости от допусков может оцениваться индивидуально и при последующей сборке должна допускаться возможность взаимной компенсации.

В качестве примера на рис. 15.3 приведена графическая зависимость допуска на ширину несимметричной индуктивной диаф-

рагмы нулевой толщины от ширины этой диафрагмы; оба размера выражены через поперечное сечение волновода. Кривые рассчитаны в предположении, что диафрагма используется как согласующее устройство, причем параметром является мнимая часть коэффициента отражения, умноженная на  $a/\lambda_g$ . В неопубликованной работе Алисона показано, что допуски на другие типы элементов и диафрагм нулевой и конечной толщины имеют один и тот же порядок.

Допуски становятся особенно жесткими в таких устройствах, как вращающиеся сочленения и поляризаторы, где могут распро-

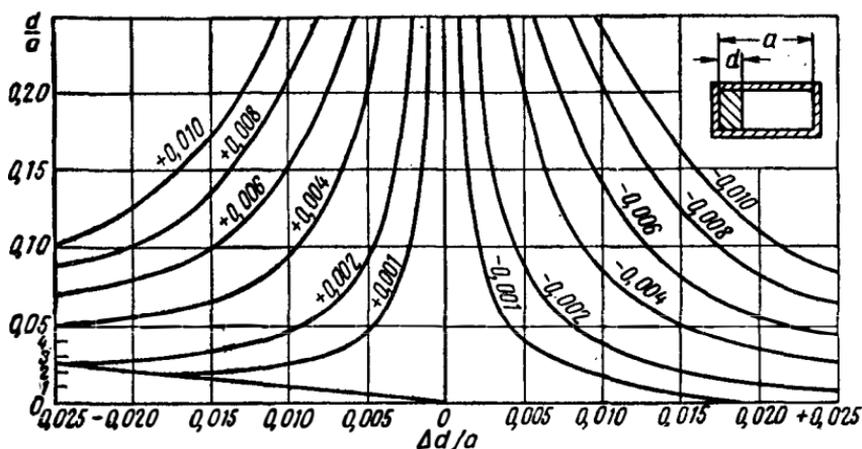


Рис. 15. 3. Влияние допусков на электрическую характеристику. Параметром служат числа, являющиеся произведением мнимой части коэффициента отражения на величину  $a/\lambda_g$ .

страняться колебания более чем одного вида. Например, небольшая эллиптичность круглого волновода с номинальными размерами вызывает относительный сдвиг фаз двух взаимно перпендикулярных плоских волн  $TE_{11}$ . Это означает, что из-за несовершенства волновода волна с круговой поляризацией и плоско-поляризованная волна будут превращаться в волны с эллиптической поляризацией. Фазовые ошибки были рассмотрены в неопубликованной работе Рича и Сеньора; они могут быть рассчитаны по кривой, показанной на рис. 15.4, если взять величину  $K$  и подставить в уравнение

$$\varphi = K(a - b)/a, \quad (15.1)$$

где  $\varphi$  — сдвиг фазы, выраженный через номинальную длину волны в волноводе, а  $a$  и  $b$  соответственно большая и малая оси.

Например, на частоте 9,375 Гц в трубе диаметром 22,2 мм и длиной в 1 м получаются сдвиги фаз  $1,6^\circ$  и  $90^\circ$  при разности осей эллипса соответственно 0,0025 и 0,13 мм.

Для сверхвысокочастотных конструкций существует ряд допусков на размеры, и если принять, что в любом случае наиболь-

шее отклонение от размера было бы нежелательным, то пришлось бы применять неоправданно жесткие допуски. Статистические соотношения между КСВН, затуханием и величиной неоднородностей и расстоянием между ними для сверхвысокочастотных конструкций

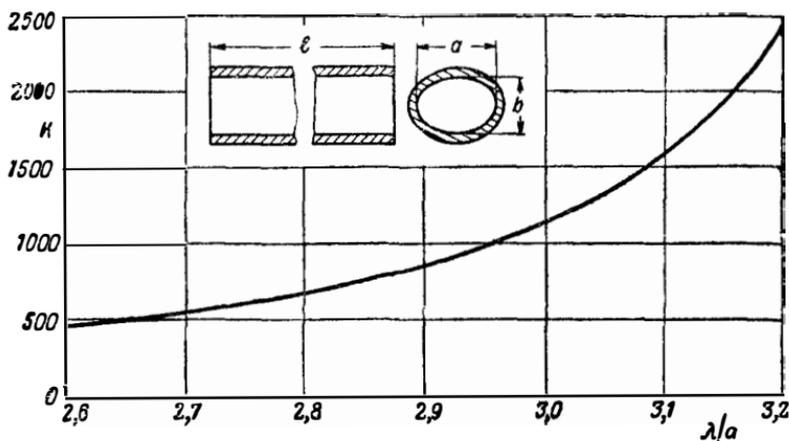


Рис. 15. 4. Кривая для расчета фазовых ошибок в деформированном круглом волноводе.

были получены Моором [75], Мулленом и Притчардом [79]. В их анализе предполагается, что комплексные коэффициенты отражения по напряжению малы и являются аддитивными, так что

$$\rho = \sum_{i=1}^N \rho_i e^{j2\theta_i}. \quad (15.2)$$

Далее предполагается, что длины линий между неоднородностями не зависят друг от друга, а все углы  $\theta$  лежат в пределах  $0 - 2\pi$  и являются равновероятными и что общее число неоднородностей велико, например  $N > 8$ . Было показано, что общий коэффициент отражения имеет релейское распределение

$$W(\rho) = \left( \frac{\rho^2}{\rho_m^2} \right) e^{-\frac{\rho^2}{2\rho_m^2}}, \quad (15.3)$$

где  $\rho_m$  наиболее вероятное значение  $\rho$ .

Если  $\rho_0$  есть среднеквадратичное значение  $\rho'$ , то

$$\rho_m = \rho_0 \sqrt{\frac{N}{2}}. \quad (15.4)$$

Вероятность  $P(\rho)$  того, что коэффициент отражения меньше  $\rho$ , определяется выражением

$$P(\rho) = \int_0^{\rho} W(\rho) d\rho = 1 - e^{-\rho^2/2\rho_m^2}. \quad (15.5)$$

Этот результат может быть выражен через КСВН следующим образом:

$$P(S) = 1 - \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{S-1}{S+1}\right)^2\left(\frac{S_m+1}{S_m-1}\right)^2\right]. \quad (15.6)$$

На рис. 15.5, а приведена графическая зависимость величины  $P(S)$  от  $S$ , где параметром служит  $S_m$ . Эти кривые могут быть использованы для расчета вероятности того, что среди большого числа

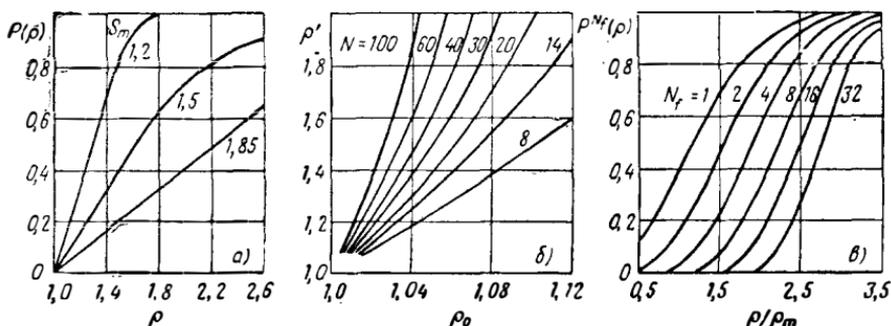


Рис. 15. 5. Статистическое распределение коэффициентов отражения: а — интегральная вероятность КСВН; б — вероятность того, что КСВН превышает заданную величину лишь в 10% случаев; в — интегральная вероятность того, что коэффициент отражения меньше  $\rho$  в полосе частот  $f_b$ .

возможных конструкций с подобными системами неоднородностей есть частная конструкция, КСВН которой меньше  $S$ . Дальнейшие результаты можно получить, если через  $\rho'$  обозначить коэффициент отражения при вероятности превышения заданной величины лишь в 10% случаев. Используя уравнение (15.5), получим

$$\rho' = 1,52\rho_0 \sqrt{N}. \quad (15.7)$$

Соответствующая зависимость  $S'$  от  $S_0$  для некоторых значений  $N$  представлена графически на рис. 15.5, б. Эти кривые позволяют конструктору предсказать результирующую величину КСВН по данному числу неоднородностей и их типичным величинам. В качестве примерной задачи был рассмотрен вопрос о влиянии изменения частоты. При существенном отклонении частоты, когда средняя электрическая длина между неоднородностями должна измениться на  $\pi$ , фазы отдельных коэффициентов отражения расходятся настолько, что сумму их можно рассматривать как новую произвольную переменную. Исходя из этого, число независимых частотных

точек  $N_f$ , расположенных через интервалы  $\Delta f$ , будет определяться выражением

$$N_f = f_b / \Delta f = 2f_b l / f \lambda, \quad (15.8)$$

где  $f_b$ ,  $l$ ,  $f$  и  $\lambda$  соответственно ширина полосы, длина линии, частота и длина волны. Совместная вероятность того, что в  $N_f$  частотных точках будет  $N_f$  случаев, когда коэффициент отражения меньше  $\rho$ , определяется функцией  $P^{N_f}(\rho)$ . На рис. 15.5, в приведен график функции  $P^{N_f}(\rho)$ , где по абсциссе отложены нормированные величины  $\rho/\rho_m$ , а параметром является  $N_f$ .

В требованиях, предъявляемых к сверхвысокочастотным конструкциям, верхний предел определяется шероховатостью внутренних поверхностей [42]. Разработаны различные градации качества обработки поверхности [119]; они выражаются либо среднеквадратичным, либо средним значением высоты нерегулярностей и находятся в пределах от  $25,4 \cdot 10^{-6}$  до  $25,4 \cdot 10^{-3}$  мм. Для коротких отрезков передающей линии, которые встречаются в обычных сверхвысокочастотных устройствах, или, когда работа происходит на относительно низких частотах, высококачественная обработка поверхности не является необходимой, но она становится более важной для объемных резонаторов с высокой добротностью и для устройств на миллиметровых волнах. В обычных случаях [126] неровности поверхности не должны превышать половины глубины поверхностного слоя и поэтому в соответствии с частотой и используемым материалом задают чистоту обработки от 0,05 до 1,6 мкм.

Вообще первичное качество поверхности или шероховатость являются результатом действия режущего инструмента, с помощью которого обрабатывается поверхность. Влияние второстепенных факторов качества поверхности, например волнистости с большим периодом, возникшей в результате несовершенства обрабатываемого инструмента, будет мало при условии, если величина нерегулярностей намного меньше длины волны (что обычно выполняется) и укладывается в пределы заданных допусков. При обработке поверхности, обладающей направленными свойствами или следами обработки, метод изготовления должен быть таким, чтобы эти следы оставались параллельными направлению тока сверхвысокой частоты.

## 15.2. МЕХАНИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА И СОПУТСТВУЮЩИЕ ПРОЦЕССЫ

### 15.2.1. Точная механическая обработка

Изготовление сверхвысокочастотных конструкций, для которых необходимы выполнение размеров с высокой точностью и хорошая отделка поверхности, всегда в значительной степени зависит от точной механической обработки, связанной с использованием высококвалифицированного труда и металлорежущих станков высокого класса точности. Некоторая экономия достигается путем использования методов копирования по кондукторам и шаблонам;

эти могут применяться непосредственно при изготовлении или использоваться для управления станками на расстоянии с помощью механических или электронных средств. Такие приспособления изготавливаются специально для данного вида изделия и их применение оправдывается лишь при изготовлении изделий в больших количествах.

Одним из простейших копировальных приспособлений является кондуктор для сверления отверстий, расположение которых задано с высокой точностью. Использование зажимных приспособлений позволяет применять развертки для изготовления сверхвысокочастотных узлов. Начиная с круглых отверстий размером меньше заданного с помощью набора разверток можно сделать отверстия различных форм с высокой точностью и с хорошей чистотой поверхности. Если с одной или нескольких сторон развертки сточить зубья, то в соприкасающихся металлических поверхностях могут быть сделаны бороздки. Механическая обработка лицевых поверхностей, например дроссельных канавок и канавок для прокладок, может быть осуществлена с помощью фасонного резца; подобные приспособления могут быть также использованы для фрезерования. Другим известным методом механической обработки является копировальное фрезерование, при котором движением фрез управляет пантографический механизм, связанный с образцовой моделью.

При массовом производстве изделий, требующих тщательной механической обработки, могло бы оправдать себя применение аппаратуры программного управления станком. В таких системах сверлильные, токарные или фрезерные станки управляются с помощью цифровых данных, записанных на магнитной или бумажной ленте, на перфокарте или просто установленных вручную на головке управления. Для этого необходимо выполнить только один раз дополнительный процесс — перевод пространственной информации от чертежа или образца в цифровые сигналы управления, после чего электронная система управления будет способна выполнять различные процессы с максимальной скоростью, на которую рассчитан металлообрабатывающий станок. Мерительные и установочные устройства обладают точностью  $2,5 \cdot 10^{-3}$  мм, но общая точность установки зависит также и от других факторов и составляет около  $13 \cdot 10^{-3}$  мм. Применяемые методы управления можно разбить на две основные группы.

В системе дискретного управления положением деталь подается к обрабатывающему инструменту через ряд последовательных фиксированных положений. Например, для того чтобы просверлить отверстие, станина обрабатывающего станка, управляемая цифровыми сигналами, должна перемещаться в двух направлениях по координатам  $x$  и  $y$ . Когда требуемая точка окажется под сверлом, станина останавливается с помощью сервомеханизма, который управляется сигналом ошибки, определяемым разностью между контрольной точкой и положением станины.

Метод непрерывного управления положением детали, в котором она все время следует за обрабатывающим инструментом, является более сложным. Общий принцип, например, фрезерования заготовки по определенному контуру состоит в том, что входная цифровая информация задает совокупность координат, определяющих контур маркерных точек, а счетно-решающее устройство интерполирует промежуточные точки в соответствующие кривые. В одной из конструкций на выходе счетно-решающего устройства вырабатываются группы импульсов, полностью определяющие контур, который должен быть получен после обработки, выраженный через приращения расстояний от заданной опорной плоскости.

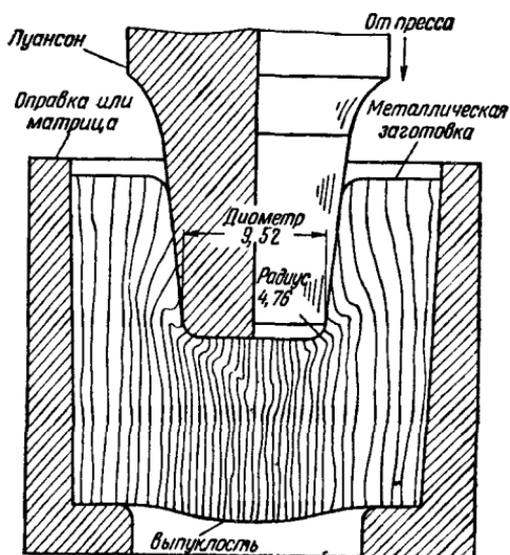
В работе [59] приведены данные о времени, затрачиваемом при различных методах фрезерования плоскостного объединенного волноводного узла. При точном фрезеровании узла из прокатанного алюминиевого листа на станке Кирнэй — Трекера затрачивается 35 час; применение отливок для исключения предварительной грубой обработки оказалось экономически неоправданным. При использовании копировального фрезерного станка Гортона время обработки уменьшается до 10 час, а станка Трэйсмастер с гидравлическим управлением и автоматической подачей — до 5 час. Наилучшие результаты были получены с электронно-управляемым фрезерным станком с механическим приводом, на котором все операции были выполнены за 2 часа. Во всех случаях выдерживалась точность  $\pm 0,025$  мм.

### 15.2.2. Прессование и штамповка

а) *Прессование.* Некоторые методы изготовления основаны на профилировании металлических заготовок. Волноводные трубы прямоугольного и круглого поперечного сечения и трубы для гребневых волноводов обычно изготавливаются путем вытяжки [17, 116] из цилиндрических заготовок. Для получения высокой механической прочности и хорошей электрической проводимости могут быть использованы различные материалы; например, волновод изготавливается из нержавеющей стали с внутренним покрытием из серебра. Такой метод изготовления используется для волноводов с поперечным сечением от  $2,03 \times 1,02$  мм до  $292,1 \times 146,05$  мм. Для обеспечения приемлемого срока службы волоочильных досок на внешних и внутренних углах радиусы закругления должны быть небольшими.

Сверхвысокочастотные узлы могут изготавливаться из тонких металлических полос методом прессования U-образных секций, которые затем спаиваются или склепываются, образуя волновод необходимой формы. Контактные прокладки могут изготавливаться методом штамповки. Часто используется горячая штамповка из латуни и других немагнитных металлов; типичными примерами являются соединительные фланцы для волноводов с поперечным сечением от  $12,7 \times 6,35$  мм до  $165,1 \times 82,55$  мм.

Горячая штамповка с выдавливанием производится при температуре, близкой к температуре пластического состояния металла; этот процесс используется для производства алюминиевых волноводных труб. Ударное прессование, при котором деталь формируется высоким давлением, может использоваться для изготовления деталей из металлов, подобных магнию. Небольшая цилиндрическая заготовка помещается под прессом на нижнюю половину нагретого штампа, имеющего внутреннюю форму детали. Верхняя половина штампа имеет внешнюю форму детали. Заготовка и штамп предварительно нагреваются. Под нажимом пресса металл вытесняется и заполняет пустой объем, имеющий форму детали.



Металлическая заготовка помещается под прессом на нижнюю половину нагретого штампа, имеющего внутреннюю форму детали. Верхняя половина штампа имеет внешнюю форму детали. Заготовка и штамп предварительно нагреваются. Под нажимом пресса металл вытесняется и заполняет пустой объем, имеющий форму детали.

б) Штамповка. Процесс, который называют штамповкой, состоит в следующем: изготавливается приспособление из нагретой стали, называемое пуансоном, размеры которого соответствуют внутренним размерам изготавливаемой детали; пуансон под давлением медленно погружается в металлическую заготовку и затем извлекается из нее.

Рис. 15. 6. Штамповка металлической заготовки.

На рисунке показаны линии деформации металла.

Так как размеры и форма штампа соответствуют детали, то никакой дополнительной механической обработки не требуется. Для предотвращения разрыва матрицы штампа вокруг нее необходимо поставить соответствующие опоры, а сама матрица изготавливается из хромоникелевой или других соответствующих сортов стали. Типичное приспособление показано на рис. 15.6. Пресс для пуансона должен иметь поршень двойного действия и обладать соответствующей мощностью; было найдено, что для штамповки сверхвысокочастотных элементов вполне удовлетворительным является 200-тонный мостовой пресс с пневматическим управлением. Длина заготовки обычно превышает длину полости в готовом изделии и поэтому нет необходимости пропускать пуансон сквозь всю заготовку.

Микрофотографии разрезов отштампованных заготовок показывают [131], что при штамповке в металле возникают значительные пластические деформации в радиальном и осевом направлениях. Эти пластические деформации накладывают ограничения на внут-

ренную форму деталей, которые могут быть отштампованы; несмотря на это метод может быть использован для различных поперечных сечений от простых до очень сложных. Отштампованы могут быть только симметричные детали и во избежание поломки пуансонов длина полости не должна превышать размера поперечного сечения более, чем в восемь раз.

Хотя изделия могут быть отштампованы из железа и стали, но из-за пластической деформации более предпочтительны немагнитные материалы алюминий, латунь и медь. Чистый алюминий (до 99%) марок BS1476E1C или 2L34 можно использовать для холодной штамповки со смазкой минеральным маслом. Медь и латунь ввиду их быстрого затвердевания требуют нагрева перед штамповкой до  $800^{\circ}\text{C}$ . Этот нагрев лучше производить в электрической муфельной печи, откуда заготовка должна быстро подаваться в матрицу. После штамповки заготовка вместе с пуансоном охлаждается в воде, причем разрыв между окончанием штамповки и охлаждением не должен превышать 30 сек. Пуансон извлекается уже после охлаждения, вследствие чего обеспечиваются минимальная усадка, точные размеры и нужная чистота поверхности. Хорошими материалами являются бескислородная медь и латунь BS 251, содержащая 61% меди и 1—1,5% олова. Латунь, содержащая свинец, растрескивается и поэтому не пригодна для штамповки.

Если полости не очень велики, то пуансоны мало изнашиваются и поэтому их размеры доводят до соответствующих внутренних размеров изделия и лишь несколько уменьшают для горячей штамповки. В целях предотвращения растрескивания и расщепления, обусловленных сосредоточенной нагрузкой, на всех внешних углах пуансона делаются небольшие фаски шириной около 0,025 мм. Обычно на пуансоне предусматривается большая плоская головка или переходная муфта, с помощью которой он укрепляется в прессе.

Сталь для пуансонов должна допускать глубокую закалку без деформаций и выдерживать давление до  $30\text{ т/см}^2$ . Она не должна «схватывать» мягкий металл заготовки, что обеспечивает плавное и легкое извлечение пуансона. При горячей штамповке материал пуансона не должен отпускаться. Было найдено, что пригодным для холодной штамповки материалом является быстрорежущая инструментальная сталь с 18% содержанием вольфрама; кроме того, она содержит также 0,75% углерода, 4,5% хрома и 1,2% ванадия. После двух стадий термической обработки при температуре  $400\text{—}500^{\circ}\text{C}$  сталь цементируется при температуре  $1300^{\circ}\text{C}$  и закаливается в масле. Необходимый коэффициент твердости по Рокуеллу должен быть около С62, а предельное сопротивление на разрыв  $21\text{ т/см}^2$ .

Эта же сталь может быть также использована и для горячей штамповки в тех случаях, когда требуются максимальные усилия; для обычных же пуансонов, характеристики которых должны сохраняться в течение значительного периода эксплуатации в условиях высокой температуры, применяется специальная сталь для штам-

пов с содержанием вольфрама 8,5%, углерода 0,26%, хрома 3,0%, ванадия 0,25%, молибдена 0,5% и никеля 2,5%. После термической обработки при температуре 800—850°С сталь цементируется при температуре 1050—1100°С и закаливается в масле до твердости по Рокуеллу С47 с предельным сопротивлением на разрыв 15,5 т/см<sup>2</sup>.

Штамповка находит широкое применение в производстве полых деталей с параллельными, ступенчатыми или сходящимися сторонами [93]. Необходимость легкого введения и извлечения пуансона из заготовки указывает на то, что детали, требующие по своей форме повторного введения пуансона, таким методом изготовляться не могут. Обработка внешних поверхностей заключается в удалении лишнего металла и устранении деформаций, возникших во время штамповки. Достижимая точность зависит от сложности детали, однако легко обеспечивается точность 0,025 мм с нижним пределом 0,005 мм; повторяемость размеров обычно находится в пределах 0,0025 мм. Чистота поверхности зависит от материала заготовки; если металл не пористый, то чистота поверхности может быть доведена до 0,01 мм и он

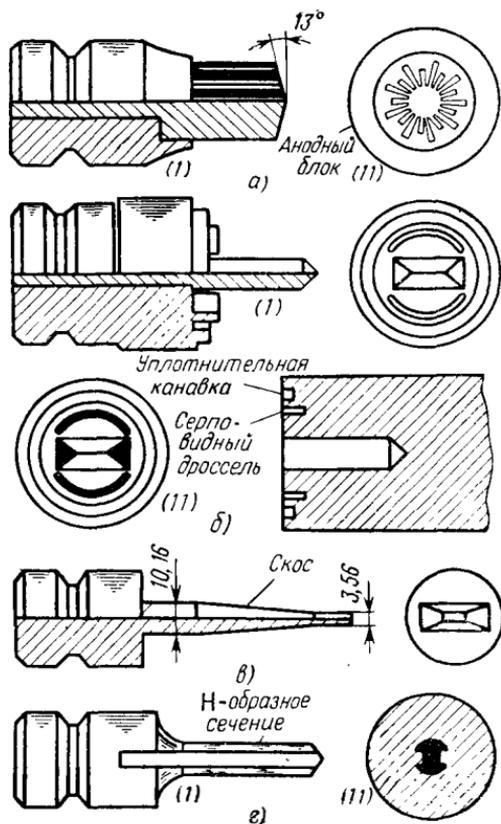


Рис. 15.7. Типовые пуансоны (слева) и изготовленные детали (справа).

будет выдерживать высокое давление и пригоден для вакуумных изделий.

На рис. 15.7, а показаны пуансон и изготовленный с его помощью анодный блок магнетрона с 18-ью лопастеобразными резонаторами. Для получения прямоугольных уступов сечение пуансона уменьшается и он приваривается к держателю. Пуансон, показанный на рис. 15.7, б, используется [135] для изготовления деталей, имеющих врезные полукруглые дроссельные канавки шириной 3,175 мм, глубиной 9,5 мм и с радиусом 17,45 мм; канавки располагаются относительно прямоугольного отверстия 23×10 мм с точностью ±0,025 мм. Простой конический переход между прямоугольными

волноводами может быть сделан с помощью пуансона, показанного на рис. 15.7, в. На рис. 15.7, г представлено отверстие Н-образной формы; такое отверстие не может быть изготовлено никаким другим способом.

### 15.2.3. Искровая обработка

Метод искровой или эрозионной обработки был разработан [71, 128, 148, 144] для создания отверстий в твердых сталях, но он оказался пригодным для производства небольших отверстий сложной формы в сверхвысокочастотных конструкциях. Общий вид установки показан на рис. 15.8; из него видно, что процесс в

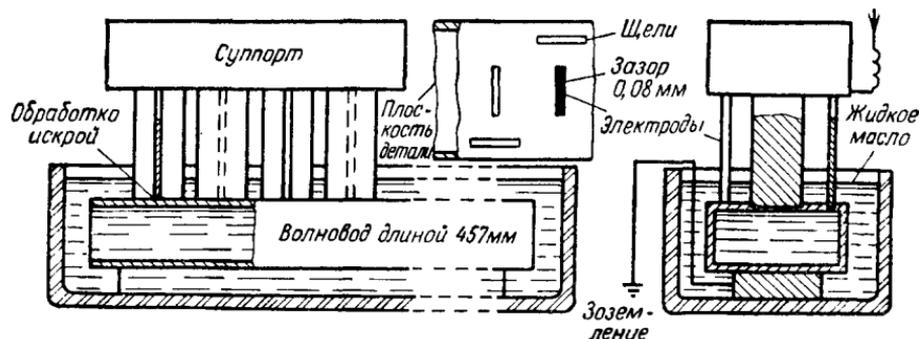


Рис. 15. 8. Устройство для искровой обработки, в котором производится изготовление многощелевого направленного ответвителя в волноводе  $23 \times 10$  мм.

Операция наполовину закончена.

основном связан с электрическим искровым разрядом, происходящим между электродом и обрабатываемой деталью. Разряды происходят в быстрой последовательности и действие, вызывающее эрозию, становится более интенсивным, если обрабатываемое устройство и деталь поместить в подходящий диэлектрик, например парафин или жидкое масло. Если не учитывать охлаждения, то свойство несжимаемости жидкости ограничивает выделенную энергию в очень малом объеме, в результате чего резко возрастает плотность энергии.

Резание металла искрой начинается, когда расстояние между электродом и обрабатываемой деталью становится меньше зазора, пробиваемого напряжением. В точке наибольшей напряженности поля возникает искра, в результате чего на обрабатываемой детали и в меньшей степени на электроде образуются углубления. Последующий искровой разряд происходит в другой точке с наибольшей напряженностью поля; этот процесс повторяется многократно и искровой разряд всегда будет происходить в точках с наибольшей напряженностью поля высоковольтного источника питания постоянного тока; разряд наступает при оптимальном напряжении. В ви-

ду необходимости деионизации зазора частота искрового разряда ограничивается 10 кГц. Общая емкость конденсаторов определяется интенсивностью искрового разряда. Она влияет на скорость резания и на чистоту поверхности: чем интенсивнее искра, тем выше скорость резания, но тем грубее поверхность и углубления в ней больше. В Англии выпускается следующее, специально сконструированное для этих целей оборудование: «Спаркатрон» фирмы Impregnated Diamond Products, «Эродоматик» фирмы Wickman и «G. K. N» фирмы Welsh Metal Industries. Такие устройства могут быть оснащены следящим приводом [114].

На практике зазор между электродом и обрабатываемой деталью составляет около 0,08 мм и поэтому возможно вырезать отверстия достаточно сложной формы. Материал электрода выбирается в зависимости от обрабатываемого металла, так как электроды довольно быстро изнашиваются. Обычно электрод сгорает приблизительно в шесть раз медленнее, так что в начале обработки отверстие имеет небольшую конусность, но эта конусность устраняется, когда электрод проходит через обрабатываемую деталь, и неиспользованная ранее часть электрода доводит отверстие до требуемого размера. Размеры обычно выдерживаются с точностью  $\pm 0,002$  мм/мм, а поверхности отделяются до чистоты  $0,5 \cdot 10^{-3}$  —  $0,7 \cdot 10^{-3}$  мм.

На рис. 15.8 показаны небольшие поперечные и продольные щели, прорезанные в направленном ответвителе с помощью искрового разряда; для уменьшения времени изготовления несколько щелей прорезается за одну операцию. Установлено, что искровая обработка является вполне пригодной для изготовления антенных решеток со щелями в широкой стенке, а также анодных блоков магнетронов миллиметрового диапазона [82].

### 15.3. МЕТОДЫ ИЗГОТОВЛЕНИЯ

#### 15.3.1. Пайка

Волноводы очень малых размеров, детали, не испытывающие больших нагрузок и укрепляемые внутри конструкций, а также точные контрольные приборы при сборке паяют мягким припоем, так как при низких температурах получают наименьшие деформации [73]. Там, где необходимы механическая жесткость и усталостная прочность пайка обычно производится твердым припоем [13—15]. В этом случае спаиваемые металлы не нагреваются до температуры их плавления (как при сварке), а соединяются заполняющим сплавом, имеющим более низкую температуру плавления и растекающимися в области их соединения благодаря капиллярности [5]. Таким процессом является пайка медью [113], а также пайка при средней температуре, известная под названием «Изифло» (Easiflo). Для сложных узлов и при массовом производстве используются паяльные печи, поверхностный нагрев и индукционный нагрев, где температура и длительность процессов хорошо контролируются.

В сверхвысокочастотных конструкциях часто применяются легкие сплавы алюминия и магния [1, 100]. В таких случаях, если для выравнивания и придания жесткости предусмотрены направляющие штифты, детали можно склеивать эпоксидными смолами, например смолой арамидит [78]. Пайка алюминия мягким и твердым припоем представляет трудности из-за быстро образующейся на поверхности пленки окисла. Эта пленка является тугоплавкой и может быть удалена с помощью активных флюсов при высокой температуре.

В одном из методов на контактные поверхности гальваническим путем наносится слой меди и после лужения производится пайка мягким припоем. Пленку окисла можно удалить и при низкой температуре методами вибрационной пайки [83, 111], обеспечивающими возможность облудить и произвести пайку мягким припоем. Такие контактные соединения из-за наличия разнородных металлов легко подвергаются коррозии; однако известен случай, когда образец после покрытия пайки смолой арамидит и термообработки при  $130^{\circ}\text{C}$  в течение 7 час успешно выдержал испытания на влажность и испытания в соленом растворе [124].

Для пайки сверхвысокочастотных элементов из алюминия используются специальные мягкие припой [6, 129]. Сплавы на основе цинка имеют рабочую температуру от  $450$  до  $500^{\circ}\text{C}$ , но свойство проникновения их при стыках внахлестку может изменяться. Имеется сплав, содержащий 67% кадмия и 33% цинка, но его температура плавления ( $266$ — $310^{\circ}\text{C}$ ) выше рабочих температур, допустимых при ультразвуковой пайке и пайке с органическими флюсами, поэтому он может использоваться для пайки алюминиевых поверхностей с механической очисткой. Существуют припой с большим содержанием олова, например 76% олова, 20% цинка, 4% алюминия, дающие удовлетворительные результаты по коррозии, но к этому следует относиться осторожно, так как известны случаи, когда на спаянных при рабочей температуре  $200^{\circ}\text{C}$  изделиях после испытаний на влажность были обнаружены признаки коррозии.

Более прочные и надежные соединения могут быть получены методом аргоно-дуговой сварки [74], при которой используется химически чистый алюминий. После этого детали могут быть защищены против коррозии [124, 139] посредством анодирования. Такое же преимущество имеет пайка твердым припоем [64, 107, 118]. Этот припой, изготавливаемый в форме прутков, является сплавом алюминия и кремния, имеющим температуру плавления примерно на  $50^{\circ}\text{C}$  ниже температуры плавления спаиваемого металла. Для уменьшения толщины пленки окисла детали обезжиривают и защищают шабером. Соответствующий флюс, лучше в виде суспензии в дистиллированной воде, наносится как на соединяемые поверхности, так и на припой. Более предпочтительны соединения внахлестку с конусными зазорами от  $0,13$  до  $0,38$  мм, способствующими капиллярному растеканию припоя. Пайка с применением пламени требует большого мастерства и используется, например, для крепления соединительных фланцев на концах волноводных труб.

При пайке с погружением детали, изготовленные из почти чистого алюминия и соответствующим образом укрепленные, погружаются в ванну, имеющую температуру пайки. Рекомендуется [112], чтобы зажимы или зажимные устройства были специально сконструированы для такого процесса; практика показала, что наиболее удовлетворительными являются крюкообразные пружины с запорной перемычкой, пружины со специальными отверстиями для крепления детали и другие подобные приспособления. Во избежание деформации во время нагрева или охлаждения скрепляемое изделие должно быть хорошо охвачено пружиной и если это необходимо, то оснащено распорками. Зажимы следует изготовлять из таких материалов, как Инконель, Нимоник, никель и некоторые нержавеющие стали.

При пайке в соляной ванне или ванне с флюсом [18, 108] стыки узлов заполняются материалом (припоем) с большим содержанием алюминия. После этого вся сборка погружается в раствор, который действует как флюс, а затем температура повышается до точки плавления припоя и поддерживается ниже точки плавления алюминия. При такой пайке устраняется деформация и само соединение получается более чистым и однородным.

В одном из процессов пайки в ванне [121] на спаиваемые поверхности наносится флюс и узел погружается в специальный состав, содержащий кремний в растворенном виде. Нагретый флюс снимает окисную пленку, а спаиваемые металлические поверхности поглощают из раствора кремний; образовавшийся в результате этого сплав имеет температуру плавления ниже температуры в ванне. Таким образом, получается спайка расплавленным металлическим осадком. Далее алюминий продолжает поглощать кремний и с изменением состава сплава температура его плавления становится выше температуры в ванне, после чего детали вынимаются.

Для самоскрепляющихся волноводных узлов, обеспечивающих более легкие и более гибкие конструкции [125], используется паяный твердый припой армированный алюминиевый лист. Штамповкой лист доводится до требуемых для узла размеров и формы, детали узла скрепляются с помощью штифтов и направляющих отверстий. После пайки погружением допуски для волноводных узлов с поперечным сечением  $23 \times 10$  мм сохраняются в пределах 0,05 мм. Используя такой процесс, можно изготовлять сложные узлы, весящие только 450 г; подобные конструкции, изготовляемые методом литья под давлением, имеют вес до 3,5 кг.

### 15.3.2. Сгибание и скручивание

При сгибании круглых и прямоугольных волноводов необходимо принимать специальные меры, чтобы избежать искривления. Изогнутый волновод около средней линии, называемой нейтральной осью, с одной стороны сжимается, а с другой — растягивается. При этом одна сторона трубы вытягивается и стенка ее становится

тоньше, а другая сторона укорачивается и стенка становится толще. Эти деформации на небольшом расстоянии от прямого участка трубы и за тангенциальной линией изгиба стремятся к нулю. Перед сгибанием латунную или медную трубу желательно отжечь при температуре около  $500^{\circ}\text{C}$ . При сгибании вручную, требующем достаточного мастерства, волновод наполняется льдом, воском или каким-либо плавким сплавом [21]. В этом случае используется метод сгибания с одновременной вытяжкой; труба укрепляется в зажимном приспособлении матрицы и скользит между опорным башмаком и гибочной кулачковой оправкой. Труба сжимается между

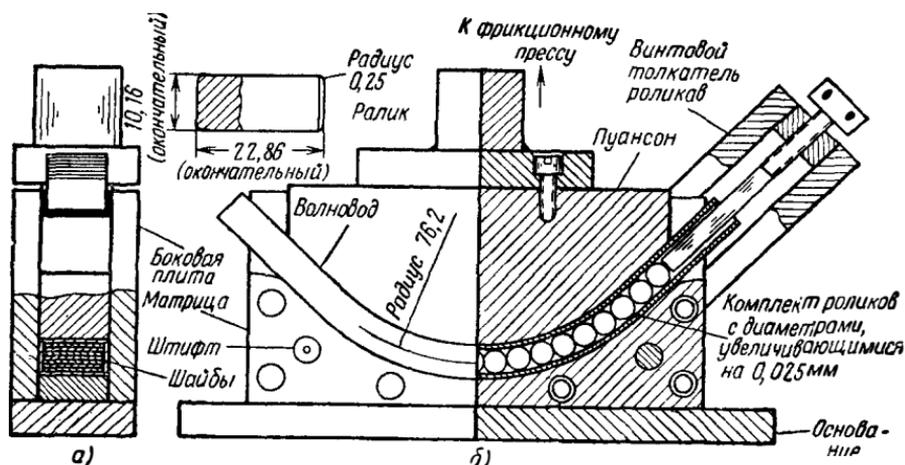


Рис. 15. 9. Пресс для изгибания волноводов:

а — волноводная труба, заполненная пластинами для изгибания; б — окончательная калибровка продавливанием роликов. (См. [39].)

верхней и нижней пластинами, а внешние поверхности этих пластин смазываются смесями, содержащими касторовое масло, графит, свинцовые белила и различные сорта воска. Все поверхности, которые соприкасаются с волноводом, для уменьшения трения и износа должны быть закалены, отшлифованы и отполированы.

Более высокая точность изгиба получается при механизированном процессе [135], показанном на рис. 15.9, где в качестве примера схематически представлен изгиб волновода  $23 \times 10$  мм в плоскости  $E$  с радиусом 89,2 мм. Волновод изгибается в приспособлении, в которое входят две боковые плиты, матрица внизу и пуансон сверху. В процессе сгибания пуансон медленно опускается вниз с помощью фрикционного пресса и направляется установочными поверхностями матрицы. Внутри волновод заполняется лентами из мягкой стали [138], которые располагаются перпендикулярно к радиусу кривизны; для этого больше всего подходит лента Честермэна толщиной 0,5 мм и такой шириной, чтобы она едва входила в волновод. Перед

введением в волновод ленты смазываются маслом, причем обычно последняя лента втягивается с помощью моторного затяжного устройства; это же устройство используется после сгибания для извлечения лент.

Для обеспечения высокой точности формы и размеров волновод обезжиривается, затем отжигается, травится и наконец внутреннее отверстие калибруется с помощью калибровочных роликов, проталкиваемых через волновод. На практике используется набор роликов из 10—20 штук с изменяющимися диаметрами; наименьший ролик должен быть меньше окончательного размера волновода на 0,25—0,5 мм. Каждый ролик, когда он проталкивается, осаживает металлические стенки и выправляет все небольшие неровности. Калибровочные ролики проталкиваются через трубу с помощью фрикционного пресса или приспособления с винтом, установленного на гибочном прессе.

В работах [38, 39] описан способ изгибания прямоугольных волноводов с одновременной вытяжкой с помощью шарнирной оправки, для чего был использован автоматический гидравлический гибочный станок. В то время, когда волновод сгибается посредством вращения формирующей и зажимной оправок, шарнирные оправки перемещаются по формируемой кривой, обеспечивая упор при сгибании. Во избежание появления складок на стенках волновода поверхности скользящей и формирующей оправок смещаются на толщину стенки волновода. С помощью такого оборудования можно сделать до 100 изгибов в час.

При сгибании волноводных труб с малыми радиусами внешняя стенка подвергается сильному растяжению, что может привести к образованию трещины. Для уменьшения возникающих напряжений к концу волновода прикладывается усилие, вызывающее сжатие. Это дополнительное усилие смещает нейтральную ось к внешней относительно изгиба стенке волновода. Во избежание отхода трубы от формирующей оправки при малых радиусах изгиба создается упор с помощью цепного прижима. Такой метод пригоден также для сложных изгибов и для скошенных настраиваемых поворотов под различными углами.

Прямоугольные волноводы можно скручивать по оси с помощью специального оборудования, причем искажения будут минимальными, если в качестве наполнителя применять воск или легкоплавкие сплавы. При скручивании стальные ленты использовать нельзя, но точные размеры и форма могут быть обеспечены, если поперек волновода вставлять прокладки толщиной 0,5 мм; после скручивания эти прокладки просто выталкиваются. Ступенчатые скрутки рассматриваются как малые узлы и их можно изготавливать любым из обычных способов. Это также относится и к волноводным уголкам или отводам, метод изготовления которых зависит от конструкции и количества выпускаемых изделий.

## 15.4. ПРЕЦИЗИОННОЕ ЛИТЬЕ

### 15.4.1. Литье под давлением

Стандартное литье, при котором земляная литейная форма изготавливается по постоянной модели, используется только для очень больших сверхвысокочастотных конструкций или в тех случаях, когда допустима механическая обработка. В большинстве случаев предпочтительней использовать различные улучшенные способы так называемого прецизионного литья [37]. Так, например, при центробежном литье [4] расплавленный металл заливается в отверстие, находящееся в центре вращающейся плиты, и прогоняется через каналы в литейные формы. При этом получают отливки высокого качества без раковин и окклюзии.

В одном из других способов форма для отливок изготавливается из очищенного песка и смолы; после удаления модели форма прокаливается, в результате чего образуется гладкая тугоплавкая поверхность; в такую форму можно заливать металл. Эти формы компактны и легки, а для заливки они размещаются на литейной площадке. При прокаливании могут возникнуть небольшие деформации, но их можно избежать, если песок смешать с такими химическими соединениями, чтобы смесь затвердела при наличии двуокиси углерода.

Несколько методов прецизионного литья основываются на использовании этил-силиката [99], коллоидного эфира, кремниевой кислоты и этилового спирта. При наличии небольшого количества воды или другого реагента эта смесь, пройдя процесс желатинирования, конденсируется в твердое состояние. Обычно для получения мягкой, легко заполняющей пустоты массы к этим реактивам добавляют необходимое количество размельченного тугоплавкого заполнителя. В одном из способов [137] такая мягкая масса накладывается сверху модели; эта модель, изготавливаемая преимущественно из металла, конструируется так, чтобы получить требуемые линии разъема. Через небольшой промежуток времени смесь желатинирует и доходит до твердой резиноподобной консистенции, после чего модель вынимается. Так как к этому времени форма уже эластична, то при удалении модели точность не ухудшается, а процесс желатинирования продолжается до полного завершения. Структура смеси такова, что при затвердевании не происходит заметных усадок и сохраняется хорошая газопроницаемость. Химическая инертность материала (вплоть до температуры 1800° С) и, особенно стойкость к тепловым ударам, позволяет применять его для литья при высоких температурах.

В другом силикатном способе [123] литья используются мелкодисперсные тугоплавкие наполнители такие, как силлиманит, цирконит или молошит; формовочная смесь позволяет производить просушку непосредственно на модели. После удаления модели форму нагревают до получения мелко раздробленной аморфной кремнистой связки с хорошими механическими свойствами.

Для получения отливок с хорошей чистотой внутренних поверхностей следует уделить особое внимание выбору материала стержня. В способе Парланти металл заливается вокруг сердечника или стержня, изготовленного из нержавеющей стали; такой стержень может быть использован много раз. При других способах [123] применяются гипсовые стержни; они изготавливаются из обычного гипса с теплоустойчивой твердеющей добавкой. После вибрации, применяемой для удаления воздушных пузырьков, жидкая масса заливается в хорошо отполированный стержневой ящик из алюминиевой бронзы. Размеры стержневого ящика допускают усадку при последующих операциях. Стержни вставляются на 20 мин, а затем помещаются в сушильную печь, где они медленно просушиваются до полного удаления свободной и связанной воды путем постепенного нагрева. Внешние поверхности отливки могут быть образованы любым известным способом; на рис. 15.10 показана отливка волноводных уголков с размером сечения  $72 \times 34$  мм с использованием обычной земляной литейной формы в ящике.

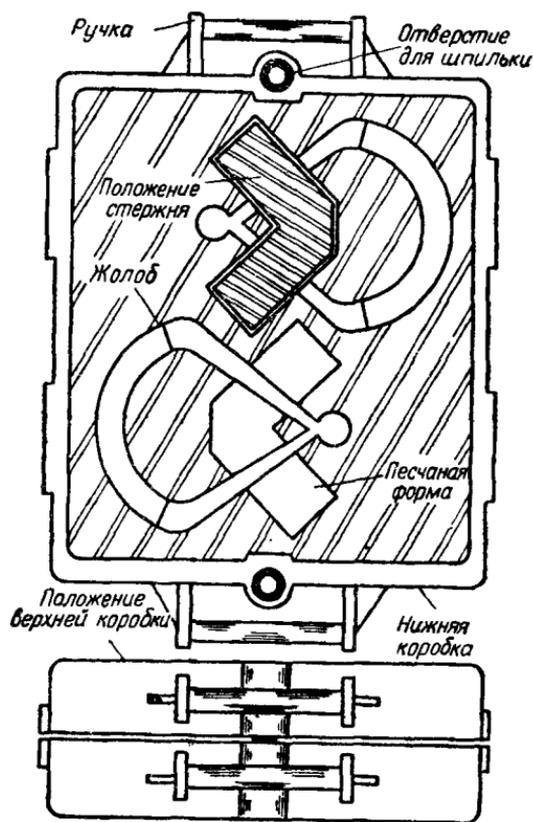


Рис. 15. 10. Литье в песчаную форму с гипсовым стержнем.

Песчаная форма с одним стержнем подготовлена для отливки двух волноводных уголков из латуни 40/60.

Гипсовые формы обладают высокой механической прочностью, хорошим сопротивлением на раздавливание и свойствами, необходимыми для накалывания газоотводящих каналов. Кроме того, при смачивании стержней они свободно размельчаются в мягкий порошок, который легко смывается, создавая лишь небольшие повреждения на поверхностях отливки. Литье по гипсовым стержням целесообразно для сплавов меди, алюминия и магния; отливки, имеющие сечения меньше  $1,2$  мм, получить трудно; в этом случае на отливках появляется пористость, поэтому на практике применяются стержни

такой формы, чтобы их можно было извлечь из ящиков. Чистота поверхности отливки зависит от гипса, но обычно она не хуже 0,76—1,0 мм. Для алюминиевых сплавов LM6 и LM8 типичными допусками являются  $\pm 0,076$  мм/мм с минимальной величиной  $\pm 0,025$  мм и с максимальной величиной  $\pm 0,25$  мм.

#### 15.4.2. Литье с удаляемыми моделями

а) *Восковая модель.* К методам точного литья также относится литье с удаляемыми моделями. Иногда этот метод называют литьем по выплавляемым моделям [16, 29, 133], и сущность его заключается в следующем: изготавливают модель отливаемого узла, покрывают ее соответствующей мелкозернистой огнеупорной обмазкой, образуя форму отливки. После удаления модели остается полость, в которую заливают металл. После затвердевания металла обмазку разбивают и получается готовая деталь. Такой способ особенно удобен для изготовления полых узлов и поэтому находит широкое применение в производстве сверхвысокочастотных конструкций.

При литье по восковым моделям [30, 33, 109] материалом для модели служит обычно воск; желательно, чтобы он имел более высокую температуру плавления и малую разность температур плавления и затвердевания. Изготовление точных восковых моделей является важной частью процесса, и, хотя формы могут быть изготовлены из таких недорогостоящих материалов, как резина, пластики, сплавы с низкой температурой плавления и гипс, но в случае длительной эксплуатации и для получения наибольшей точности лучше использовать формы из стали.

При заливке жидкого воска в металлические пресс-формы могут появиться раковины и трещины, вызываемые сжатием материала при переходе его из жидкого состояния в твердое. Важно, чтобы воск заполнял все мелкие детали пресс-формы, а для небольших моделей воск должен заливаться при наименьшей возможной температуре и под давлением от 105 до 140,6 кг/см<sup>2</sup>. Тарнбалл [110] описывает метод, пригодный для больших моделей; в этом методе воск заливается при температуре на 20° С выше его температуры затвердевания и под давлением 7,03 кг/см<sup>2</sup>. Через 30 сек после заливки воска инжектор удаляют и нагнетается воздух под давлением 7,03 кг/см<sup>2</sup>. Более сложные модели, как показано на рис. 15.11, а, могут быть изготовлены путем заливки воска в вакууме. После установки пресс-формы на место система откачивается и воск заливается под давлением через золотник, расположенный в верхней плите. При этом получается очень хорошая чистота поверхности, но рабочий цикл много больше, чем при более простых способах.

В качестве обмазки применяют суспензию в кремнийорганической жидкости кремния или аналогичных ему теплостойких окислов, хотя для металлов с очень высокой температурой плавления применяются другие материалы. Восковую модель погружают в обмазку, затем ее просушивают и погружают еще раз. Этот процесс повторя-

ется до тех пор, пока не получится требуемая толщина оболочки, обычно 6—12 мм, в зависимости от размеров отливки. Внешний вид модели показан на рис. 15.11, б. При удалении воска путем прогрева в печи в оболочке литейной формы возникают трещины и поэтому лучше пользоваться паровой ванной из раствора, например, трихлористого этилена; в этом случае воск снова будет пригоден к употреблению. Затем форму обжигают в течение двух часов при температуре около 1000° С до образования жесткой прочной литейной формы с максимальной пористостью.

Заливка расплавленного металла производится одним из известных способов (под давлением, центробежная или вакуумная); в не-

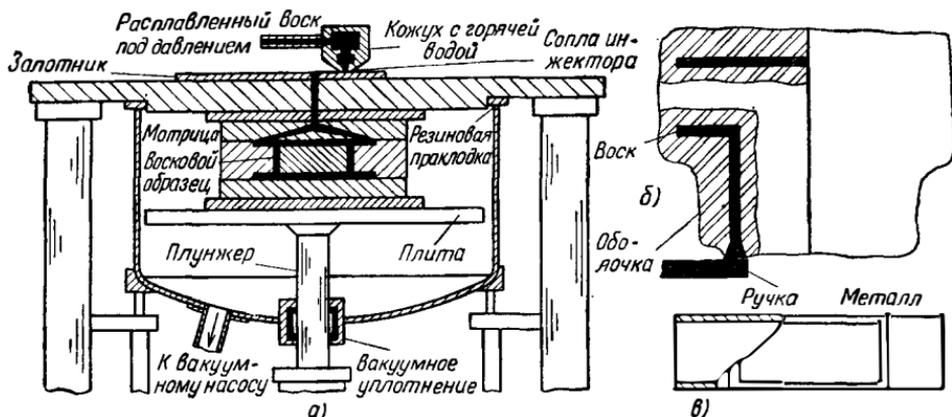


Рис. 15. 11. Точное литье по восковым моделям:

а—вакуумная установка для инъекции воска; б—восковая форма с огнеупорной оболочкой; в—отливка—Т-образное соединение в плоскости Н.

которых случаях оболочковые литейные формы помещаются в специальные ящики с теплостойкой обмазкой, служащей механической опорой. Отливки из алюминия, бронзы, меди, магния и сплавов железа можно изготовлять в таких формах без какой-либо усадки. После затвердевания металла форма разбивается и получается готовая отливка, как показано на рис. 15.11, в. Точность, получаемая при литье в восковые формы, достигает  $\pm 0,076$  мм/мм, а чистота поверхности в пределах 1,5—2,0 мк.

б) *Ртутные модели.* В процессе литья Меркаса [81, 134] выплавляемая модель изготавливается из замороженной ртути; при таком литье в стальные формы не требуется дополнительной обработки отливки. Форма изготавливается с точностью не хуже, чем  $\pm 0,025$  мм, с учетом объемного расширения ртути при переходе в жидкое состояние до 3,47%. Такое небольшое расширение материала модели означает, что уменьшение толщины оболочек до 1,6 мм не ухудшает качества отливок, и поэтому таким способом могут быть изготовлены большие и сложные отливки. Замороженная ртуть обладает высоким

сопротивлением к пластической деформации, что обеспечивает постоянное и точное воспроизведение размеров детали.

Изготовление модели начинают с заполнения формы ацетоном, действующим как смазка, затем при комнатной температуре заливают жидкую ртуть, которая вытесняет ацетон. Форму с ртутью погружают в охлаждающую смесь из ацетона и твердой углекислоты  $\text{CO}_2$  с температурой от  $-65$  до  $-95^\circ \text{C}$ . Ртуть затвердевает, так как ее точка замерзания равна  $-39^\circ \text{C}$ . В некоторых случаях ртуть зали-

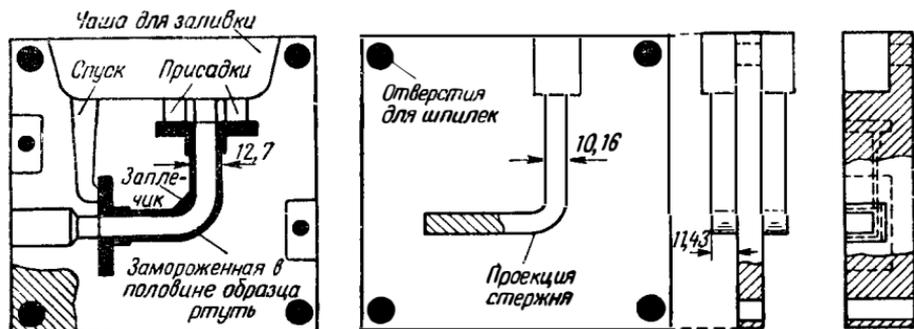


Рис. 15.12. Типовая форма для литья по методу Меркаса.

Левая и правая половинки показаны вместе с центральной пластиной. После того как ртуть заморожена, пластина удаляется, а обе половинки прочно соединяются между собой.

вают в охлажденную форму. Для удобства обращения с моделью в заливочное отверстие вставляется стержень, который вмержает в ртуть.

Затем форму открывают и извлекают модель, которая по внешнему виду и твердости похожа на свинцовую. Замороженная ртуть имеет высокую степень самодиффузии, поэтому когда две поверхности плотно прижимаются друг к другу, они как бы свариваются вместе. Такую способность слияния замороженной ртути называют «boobking»; преимущество этого способа проявляется при изготовлении изделий сложной формы с разнообразными изгибами стержня; изготовление облегчается, если на сопряженных формах имеются соответствующим образом расположенные штыри. Готовую модель покрывают обмазкой обычным способом и просушивают при комнатной температуре; ртуть при этом вытекает и ее снова можно использовать. После отжига литейная форма готова для заливки. На рис. 15.12 показана типичная литейная форма, в которой используется процесс слипания; окончательным изделием является волноводный изгиб в плоскости  $E$  с соединительными фланцами.

Получаемые допуски на размеры находятся в пределах  $\pm 0,05 \text{ мм/мм}$  [96]. Погрешности размеров поперечного сечения и смещения осей для узлов, например, в волноводе с поперечным сечением  $23 \times 10 \text{ мм}$  в зависимости от сложности отливки не превышает  $\pm 0,08 \text{ мм}$ . Размеры до  $100 \text{ мм}$  воспроизводятся с точностью  $\pm 0,2 \text{ мм}$ .

В отливке можно получить отверстие с минимальным диаметром 1 мм и с максимальной глубиной 1,5 мм. Чистота поверхности отливок из алюминиевых сплавов составляет от 0,7 до 1,2 мкм с радиусами закругления 0,5 мм. Этим способом можно отливать из меди и легких сплавов волноводные изгибы в плоскости *E* и *H*, детали вращающихся сочленений, гибридные кольца и подобные им узлы. Можно отливать сразу на нужных местах диафрагмы и реактивные штыри. Одним из достоинств этого способа является то, что во многих случаях структурные особенности могут быть введены в волновод, обеспечивая при изготовлении экономию в габаритах и стоимости. Были изготовлены отливки из легкого сплава весом до 135 кг.

### 15.4.3. Постоянные формы

Хорошо известен [85] способ литья металла в постоянные формы, он используется для изготовления наиболее точных волноводных деталей. Чтобы облегчить извлечение готовой детали, узел обычно необходимо разделять на две или более частей; разделение волновода, там где это возможно, осуществляется по центральной линии плоскости *E*. Подача металла в форму под собственной тяжестью используется в ограниченных масштабах, лучшие результаты достигаются при литье под давлением. Оборудование должно быть очень прочным и вес его может достигать 0,5 *T*. Такое оборудование дорого стоит, и требует несколько часов, чтобы достигнуть рабочей температуры. Поэтому такой метод литья наиболее целесообразен при массовом производстве.

Наиболее доступными металлами для литья в формы являются сплавы цинка с низкой температурой плавления, например сплав Мазак, из которого получают отливки с хорошей чистой поверхностью. Удельное электрическое сопротивление этих материалов позволяет использовать их для нормальных узлов сверхвысоких частот. Однако даже при небольшом содержании примесей других металлов, например кадмия, сплавы делаются хрупкими и сопротивление на удар становится малым. Любые примеси в цинке приводят также к ослаблению сопротивления коррозии и, хотя могут быть применены защитные покрытия в виде хромирования или покрытия лаком, такие сплавы не находят применения в войсковой аппаратуре.

Материалы типа латуни трудно отливаются под давлением, поэтому для узлов сверхвысоких частот обычно применяют легкие сплавы. Во избежание деформаций при отделении отливки от формы на деталях должны быть предусмотрены литейные уклоны. Чем больше уклон, тем будут лучше чистота поверхности и больше срок службы формы. Удовлетворительные результаты дают уклоны в 0,5° в сторону; увеличение уклона до 5° существенно упрощает процесс. При таком уклоне вторая сторона отливки может быть сделана вертикальной без уклона.

Хамфрис [55] сконструировал такой шестигранный волновод, чтобы он сопрягался со стандартным прямоугольным волноводом, имеющим такое же волновое сопротивление и предельную частоту; геометрия волновода показана на рис. 15.13, а. Если  $\theta = 5^\circ$ ,  $a = 28,5$  мм,  $b = 12,6$  мм, то размеры эквивалентного шестиугольника будут  $a' = 29,8$  мм и  $b' = 13,3$  мм. Если  $a = 23$  мм,  $b = 10$  мм, то  $a' = 23,85$  мм и  $b' = 10,7$  мм. Влияние небольших радиусов в углах очень мало, так как подобные углы существуют в обоих типах волноводов. Неоднородность соединения вызывает коэффициент отражения по напряжению меньше 0,005.

Удовлетворительные отливки получаются из легкого сплава L33, содержащего 10 — 13% кремния, при этом достигается точность размеров  $\pm 0,05$  мм/мм и чистота поверхности 25 мкм. На рис. 15.13, б показана форма для литья под давлением двойного тройника. На индуктивной и резонансной диафрагмах сделаны уклоны,

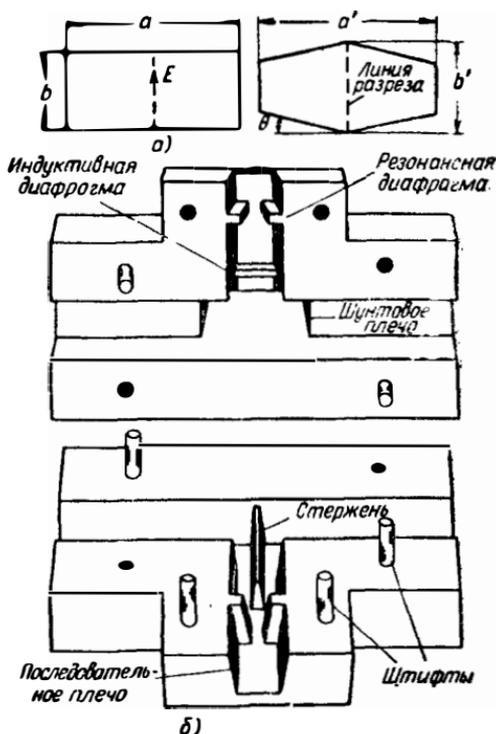


Рис. 15. 13. Узлы, изготовленные методом литья под давлением:

а — эквивалентный шестигранный волновод; б — отливка двойного тройника из алюминия. (См. [55].)

а обычный штырь заменен конусным штифтом. Параллельное плечо имеет размеры стандартного волновода  $28 \times 12,6$  мм, получаемые после вытяжки, так как делать уклон (скос)  $5^\circ$  по всей длине было непрактично. Характеристики этого тройника не уступают характеристикам такого же тройника с прямоугольным внутренним сечением, изготовленного методом механической обработки.

## 15.5. МЕТОДЫ СПЕКАНИЯ И РАСПЫЛЕНИЯ

### 15.5.1. Порошковая металлургия

Спекание или порошковая металлургия представляет собой процесс [132, 136] формирования порошковых металлов, таких, как сплавы меди, цинка и алюминия. Хорошо раздробленный металл

просеивается и прессуется или брикетируется в форме под давлением  $3,9-7,7 \text{ т/см}^2$  до образования плотной массы. Заготовка затем вынимается и переносится в печь для спекания, в которой она нагревается до температуры, близкой к температуре плавления; деталь, получаемая при плавлении [68] порошка в твердый металл, по прочности сравнима с отливкой. Этот процесс наиболее пригоден для металлов, имеющих очень высокую температуру плавления, например вольфрама. Методы, используемые для изготовления металлических порошков, улучшаются с точки зрения уменьшения стоимости, например, порошки изготавливают непосредственно из металлических руд и обеспечивают лучшее качество готовой продукции, особенно прочность, плотность и пластичность. Например, современный чистый порошок железа, спрессованный под давлением  $4,2 \text{ т/см}^2$ , подвергнутый спеканию в осушенном водороде в течение часа при температуре  $1100^\circ \text{C}$ , а затем допрессованный и подвергнутый спеканию в таких же условиях, имел плотность  $6,5 \text{ г/см}^3$ , прочность на разрыв  $1,67 \text{ т/см}^2$  и относительное удлинение  $14,5\%$ . Порошок нержавеющей стали марки AISI318 после подобной обработки имел прочность на разрыв  $6,35 \text{ т/см}^2$  и относительное удлинение  $36\%$ . Для получения хороших физических свойств частицы должны быть мелкими, так что дробление должно обеспечивать получение частиц с диаметром меньше  $60 \text{ мкм}$ . Состояние атмосферы при спекании оказывает влияние на качество изделий; методы пропитки порошковой заготовки, при которых благодаря капиллярному действию поры заполняются металлом с более низкой температурой плавления, улучшают физические свойства.

В порошковой металлургии стоимость форм и установки оборудования очень высока, а поэтому такие процессы стремятся использовать при изготовлении большого числа одинаковых изделий. Готовые изделия часто получают пористыми и для систем, где необходима герметизация, они непригодны. Вследствие высокого давления, используемого при прессовании, необходимо избегать в формах участков с тонкими стенками; формы, длинные по сравнению с поперечным сечением, также непрактичны. Точность размеров в этом процессе получается около  $0,1 \text{ мм/мм}$ . Процесс применялся, например, для изготовления головки с полупроводниковым диодом вафельного типа, показанной на рис. 16.11; отверстие размером  $7,11 \times 3,5 \text{ мм}$  было изготовлено с точностью  $\pm 0,025 \text{ мм}$ .

### 15.5.2. Металлизация распылением

При изготовлении деталей методом распыления металла [122] достаточно хорошо размельченный металл проходит через пламя и струей сжатого воздуха наносится на убирающуюся оправку до тех пор, пока толщина слоя не достигнет требуемой величины. Процесс выполняется в вытяжном шкафу, в котором должна быть обеспечена хорошая откачка воздуха. В стандартных пистолетах для распыления металл подается в виде порошка или в виде проволо-

ки. В пистолете для распыления, изготовленном фирмой Metallization, используется проволока диаметром 1,5 мм и находится воздушная турбинка высокого давления. Пистолет весит около 1,6 кг и, чтобы оператор не устал, пистолет может быть подвешен на специальной опоре. Для создания пламени в распыляющей горелке пригодны ацетилен и кислород.

Оправки могут быть изготовлены из нержавеющей стали; перед нанесением металла оправку тщательно обезжиривают. Для уменьшения сцепления оправку в атмосфере, свободной от пыли, покрывают синтетическим лаком толщиной до 0,008 мм и затем помещают в печь на 15 мин при температуре 150° С. Обычно этот лак слегка подкрашивается для того, чтобы облегчить визуальное наблюдение за однородностью по толщине.

Способом распыления можно наносить: цинк, сплав серебра и кадмия, сплав серебра и олова, латунь, медь, алюминий, олово, свинец, никель и его сплавы, а также стали, включая и нержавеющую сталь. При использовании сплава серебро-кадмий, цинка или олова, начальный слой должен быть толщиной около 0,25 мм. Затем, чтобы придать большую прочность, этот слой покрывается латунью, сталью или другим металлом до любой требуемой толщины. Существенно, чтобы температура следующего слоя никогда не поднималась до температуры плавления начального слоя; это достигается путем регулирования скорости наращивания или путем воздушного или водяного охлаждения оправки. По окончании процесса оправку извлекают с помощью пресса, а лак смывают соответствующим растворителем. Структура распыленного металла отличается повышенной пористостью, и сопротивление разрыву составляет лишь 25% прочности прокатанного металла. Увеличение механической прочности до 60% от номинальной достигается путем вакуумной пропитки смолами, которая одновременно обеспечивает герметичность детали. Точность внутренних размеров и чистота поверхности соответствуют точности и чистоте оправки.

Металлизация распылением не требует высококвалифицированного труда; типичный волноводный плавный переход с поперечным сечением 23 × 10 мм может быть изготовлен за 20 мин. Изгиб на 90° в плоскости *E* вместе с фланцем для соединения с волноводом может быть напылен за 15 мин, а скрутка — за 30 мин. Полый резонатор круглого сечения, внутренняя поверхность которого покрыта серебром или золотом, изготавливается из стали, содержащей 0,4% углерода; чистота внутренней поверхности достигает 0,1 мк, а диаметр отверстия выполняется с точностью до 0,0025 мм. Для экономии времени при напылении плоские узлы, такие, как гибридные кольца и направленные ответвители, изготавливаются в виде тонких оболочек, внешние стенки которых для получения требуемой прочности заполняются алюминиевым литьем и смолой, смешанной с алюминиевым порошком.

## 15.6. ГАЛЬВАНОПЛАСТИКА

### 15.6.1. Методы гальванического покрытия

При изготовлении узлов сверхвысоких частот целесообразно применять различные методы гальванического покрытия. Метод фототравления, описанный в разд. 9.6, дает возможность получить тонкую пленку, воспроизводящую сложную структуру, например, лестничной схемы электронной лампы обратной волны или общую стенку многощелевого направленного ответвителя. Применяя гальваническое покрытие, этот слой можно сделать большей толщины, хотя если слой слишком толстый, то ухудшается точность воспроизведения. Фототравление может быть выполнено с различными металлами, включая и молибден [51].

При гальваническом покрытии на оправку, форма и размеры которой соответствуют внутренней плоскости узла, наносят слой металла. Толщина слоя определяется требуемой механической прочностью. Затем оправку удаляют и остается заготовка. Оправки по своему назначению могут быть постоянными или разового применения. Толщина слоя может находиться в пределах от 1 до 10 мм, а это означает, что процесс гальванопластики должен протекать с большой скоростью отложения и с хорошей рассеивающей способностью электролита [67]; кроме того, отлагаемый металл должен быть однородным, прочным, свободным от дефектов и пригодным для станочной обработки.

Для изготовления деталей методом гальванопластики могут использоваться многие металлы. Очень прочные осаждения получаются в случае применения никеля, хрома и сплава никель-кобальт, но они не дают достаточно хорошей равномерности покрытия. Детали легкого веса получаются при использовании алюминия, но в этом случае требуются специальные электролиты, применение которых возможно лишь в атмосфере сухого инертного газа. Осаждение алюминия из расплавленных смесей четвертичных солей аммония и алюминиевой соли галоидноводородной кислоты происходит [56, 94] при рабочей температуре 30° С и плотности тока 2 а/дц<sup>2</sup>; при этом толщина слоя осаждения получается 1 мм. Применялся также другой электролит [117] на основе комплекса фтористого натрия и триэтилалюминия при температуре от 80 до 150° С. Был получен слой чистого алюминия толщиной 0,5 мм с твердостью 24—33 по Бринеллю. Херитэйдж и Балмэр [49, 50] изготовляли волноводные узлы методом гальванопластики в сложном растворе следующего состава: 300 г хлористого алюминия, 6 г гидрида лития и 1 л безводного диэтилового эфира. Электролит удовлетворительно работал в течение нескольких месяцев в запаянной ванне, недоступной для проникновения влаги. Скорость осаждения при плотности тока 1 а/дц<sup>2</sup> составляла 0,013 мм/ч; прочные и пластичные слои толщиной до 3,8 мм были получены на простых цилиндрических оправках.

В различных узлах сверхвысоких частот для получения максимальной удельной проводимости начальные слои осаждаются из се-

ребра или меди, а металл для последующего покрытия выбирается из других соображений. Однако чаще всего при электролитическом осаждении используется медь и для этого случая описаны различные методы [22, 35, 43, 47, 72, 80, 103, 104, 147]. Обычно медь наносится [10], используя неорганические электролиты с малой рассеивающей способностью, причем осаждения получают шероховатыми с твердостью по Рокуеллу В10—В55; однако эти электролиты часто используются из-за простоты приготовления [3] и экономичности.

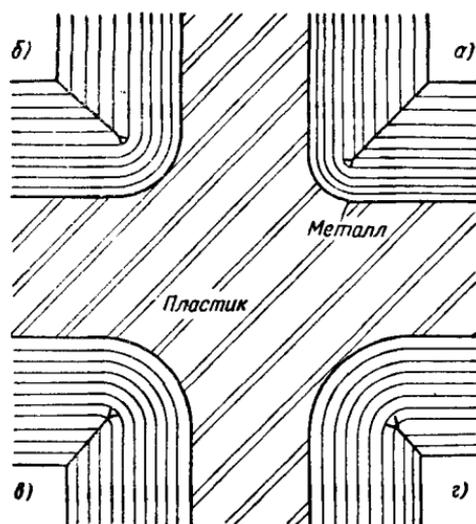


Рис. 15. 14. Электролитическое осаждение на углах различных радиусов.

Радиусы: а—1,0 мм; б—1,5 мм, в—2,5 мм; г—3,05 мм.

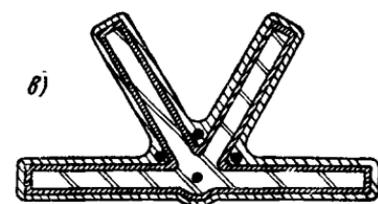
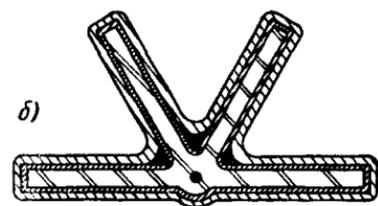
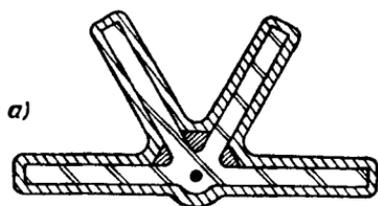


Рис. 15. 15. Способы увеличения толщины слоя электролитического осаждения в углах:

а—металлические вставки специальной формы; б—набивка припоем, порошкообразным серебром, амальгамой или распыленным металлом; в—высверливание и заделка.

Лучшие результаты [43] при более сложной и дорогостоящей технологии были получены Джернстэтом [61—63]; его технология основана на применении органических электролитов, содержащих цианиды меди и другие элементы. Этот процесс происходит при периодическом реверсировании тока; заготовка попеременно становится то катодом, то анодом, причем производство тока на время будет, конечно, положительным. Оптимальные периоды зависят от формы и размеров изделия, но обычно эти периоды составляют 20—100 сек, когда деталь служит катодом, и 10—40 сек, когда деталь служит анодом; соответствующие токи будут почти одинаковыми. При анодном цикле снимается слой некачественного осаждения

и чем сложнее деталь, тем больше требуется этих циклов. При плотностях тока около  $8 \text{ а/дц}^2$  и при температуре  $85^\circ\text{С}$  скорость покрытия составляет  $0,15 \text{ мм/час}$ ; при меньших плотностях тока и температурах ниже  $50^\circ\text{С}$  скорость покрытия уменьшается до  $0,05 \text{ мм/час}$ . При медленном вращении оправки в ванне получаются гладкие и симметричные покрытия; электролит при этом перемешивается и непрерывно циркулирует через фильтры и очиститель, содержащий активированный древесный уголь. Осажденный металл вязок и пригоден для дальнейшей механической обработки, причем микросрезы не имеют инородных включений; твердость зависит от рабочих условий, но находится в пределах В50—В100 по Рокуеллу.

При любом методе покрытия осаждение всегда бывает меньше в областях с наименьшим электрическим полем, например, на внутренних углах. На рис. 15.14 показаны результаты покрытия на оправке с углами различных радиусов. Заметим, что в описанном процессе слой постоянной толщины осаждается до тех пор, пока не достигает центра круга, от которого расходятся трещины. Таким образом, всегда необходимо обеспечивать некоторые радиусы для получения непрерывного слоя металла. Увеличение механической жесткости требует искусственного увеличения осаждения; пригодные методы для достижения этого показаны на рис. 15.15.

### 15.6.2. Постоянные оправки

Там, где допускает форма изделия, используются постоянные оправки. Эти оправки обычно изготавливаются из твердой стали и подвергаются пассивированию с последующим покрытием оловом или хромом. Для изготовления оправок применяются также и другие материалы: инвар, плексиглас [91], молибден, титан, стекло, кварц, твердые пластики и нержавеющая сталь. Нержавеющая сталь оказалась наилучшим материалом, так как она легко шлифуется и допускает изготовление оправок сложных форм. Так, например, была изготовлена оправка диаметром  $12,7 \text{ мм}$  и длиной  $76,2 \text{ мм}$ , параллельность и овальность которой были выдержаны с точностью  $0,005 \text{ мм}$ , а чистота поверхности  $0,1 \text{ мкм}$ . После нанесения слоя толщиной  $9,5 \text{ мм}$  погрешность диаметра внутренней полости составляла  $0,0005 \text{ мм}$  и овальности —  $0,0013 \text{ мм}$ , а чистота поверхности была  $0,13 \text{ мкм}$ . Эти измерения показывают, что гальванопластика является очень точным методом для изготовления узлов сверхвысоких частот. Оправки цилиндрической формы легко изготовить из лопаток, которые затем впаиваются твердым припоем в головки из нержавеющей стали, как показано на рис. 15.16, а; при более сложной форме оправки подвергаются механической обработке и изготавливаются как одно целое (см. рис. 15.16, б). На время процесса покрытия устанавливаются полиэтиленовые ограничители; на рис. 15.17 показана типичная оправка после электролитического осаждения. Шаблон или оправка извлекаются из изделия с помощью простого приспособления при погружении узла в горячую воду.

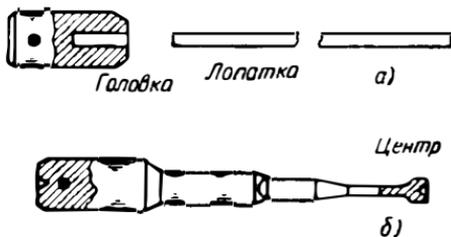


Рис. 15. 16. Изготовление постоянных оправок:

а — отдельно изготовленная прямоугольная оправка, впаиваемая в свою головку; б — сложная оправка с различными поперечными сечениями; конец, используемый для центровки, во время окончательной обработки отрезается.

Рис. 15. 17. Постоянная оправка с неснятым изделием, изготовленным гальванопластическим способом.

Полиэтиленовый ограничитель обеспечивает прямоугольность поверхности. Оправка имеет цилиндрическую часть, которая используется для извлечения из детали, а также служит опорой при последующей механической обработке.

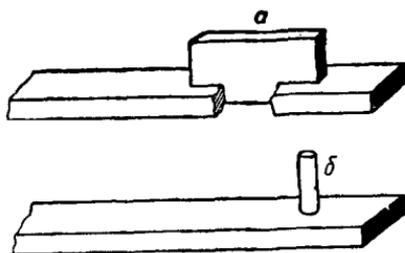
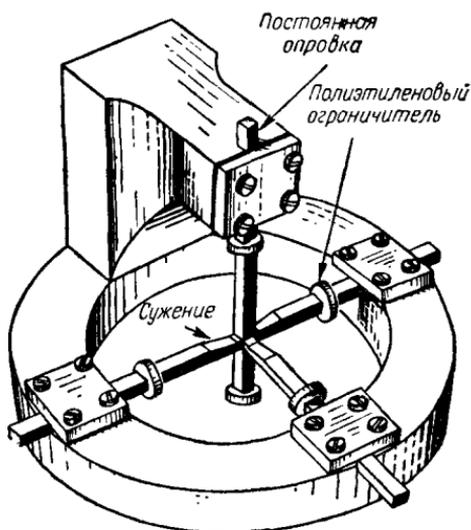


Рис. 15. 18. Оправки для узлов с отверстиями связи, изготавливаемых способом электролитического осаждения.

Полоска а и шпилька б из пластмассы предохраняют от экранировки углов.

Рис. 15. 19. Собранный узел с оправками для изготовления двойного волнового тройника.



Для получения в узле отверстий и щелей используют дополнительные оправки, как показано на рис. 15.18. Эти дополнительные оправки во избежание экранирования в углах должны быть сделаны из пластмассы. При изготовлении сложных узлов применяют приспособления со сборными оправками, которые крепятся к корпусу,

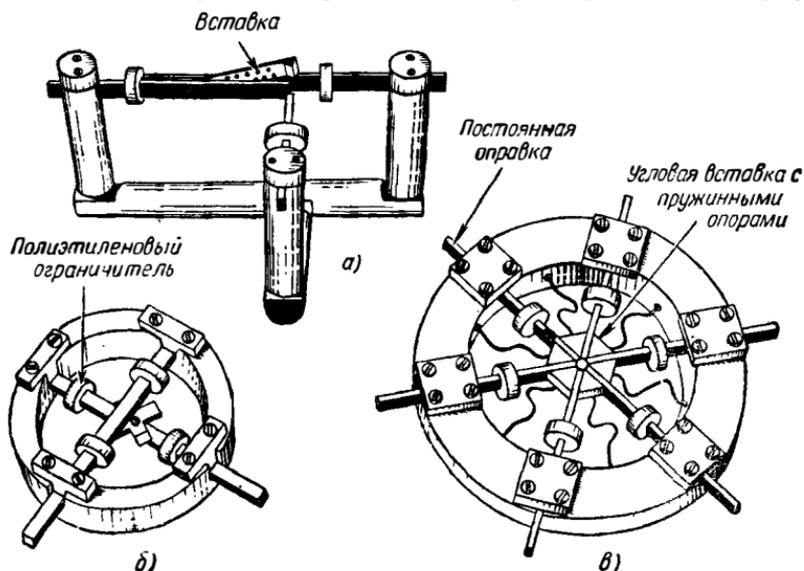


Рис. 15. 20. Различные устройства для крепления оправок:

а — направленный ответвитель с большим числом отверстий; б — направленный ответвитель на взаимно перпендикулярных волноводах; в — гибридное кольцо, два плеча которого заделываются заглушкой.

изготовленному из алюминия или нержавеющей стали. На рис. 15.19 показан узел, подготовленный для электролитического осаждения двойного тройника на волноводе с поперечным сечением  $7,11 \times 3,55$  мм, а на рис. 15.20 представлены оправки для других деталей. Следует заметить, что для образования углов и отверстий часто используются вкладыши.

### 15.6.3. Оправки разового применения

Оправки разового применения не налагают ограничений на форму изделия. Такие оправки изготавливаются из алюминия, который затем вытравливается из готовой детали соляной кислотой, из твердых восковых материалов и легкоплавких сплавов, которые можно удалить, нагревая до температуры плавления, и из пластмасс, растворяемых в органическом растворителе. Оправки из пластмасс можно легко отформовать путем инжекции (вдувания) и поэтому их целесообразно применять при массовом производстве. Метакрилатовые смолы, например, диакон, имеют усадку при формовке меньше 1% и очень слабо поглощают влагу. Используя автоматические

формовочные машины, в которых температура прессформы, инъекция, время охлаждения и другие условия поддерживаются постоянными, при давлении  $5,3 \text{ т/см}^2$  можно получить размеры с точ-

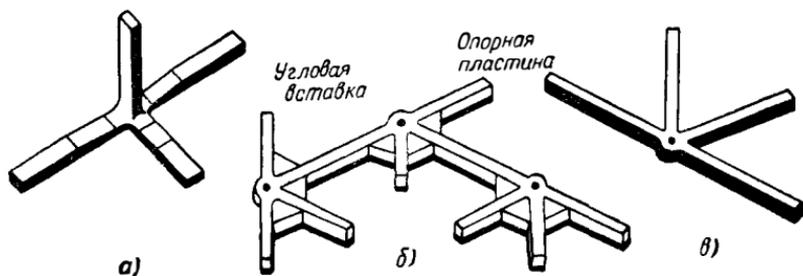


Рис. 15. 21. Оправки разового применения, изготавливаемые из пластмассы.

Волновод с поперечным сечением  $7,11 \times 3,56 \text{ мм}$ . Заданные радиусы углов обеспечиваются с помощью электролитического осаждения. а — двойной волноводный тройник; б — многоплечевое кольцо; в — одноичное кольцо.

ностью  $0,01 \text{ мм}$  [43]. Несколько образцов оправок из пластмассы показаны на рис. 15.21 (поперечное сечение волновода  $7,11 \times 3,56 \text{ мм}$ ).

Поверхность пластмассы покрывается проводящим слоем методом испарения металла в вакууме или обычным способом химическо-

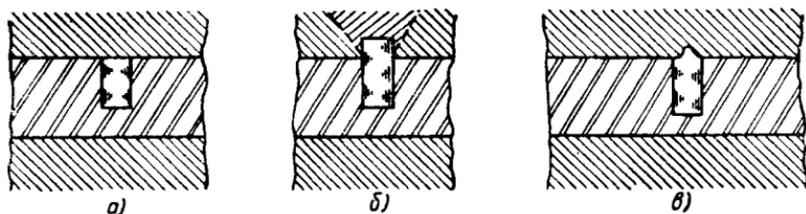


Рис. 15. 22. Применение вставок при изготовлении узлов гальванопластикой с оправками разового применения:

а — штифт, установленный вровень, дает прочное осаждение, но плохое соединение; б — выступающий штифт дает непрочное осаждение, но хорошее соединение; в — выступающий штырь специальной формы дает прочное осаждение и хорошее соединение.

го серебрения [48]. В последнем случае оправка обезжиривается, а затем активируется при погружении в кислый раствор двухлористого олова. Само серебрение связано с замещением серебра подходящим реактивом, например тростниковым сахаром, формальдегидом, виннокислым калий-натрием и сульфатом гидразина. Этот процесс выполняется при погружении, а чаще с помощью специального пистолета, из сопла которого для получения на оправке пленки серебра выходят две струи образующих растворов.

При электролитическом осаждении используются металлические вкладыши, изготовленные из серебра или из другого материала

с серебряным покрытием; вкладыши крепятся с помощью простых зажимов. Вкладыши должны иметь такую форму, чтобы не было острых углов; для обеспечения прочного соединения и хорошего осаждения металла штырю следует придать форму, показанную, например, на рис. 15.22, в. Соединительные фланцы, изготавливаемые путем наращивания, должны иметь улоны.

#### 15.6.4. Изготовление деталей методом гальванопластики

Хотя в некоторых случаях методом гальванопластики могут быть изготовлены целые системы сверхвысоких частот, обычно всегда требуется дополнительная механическая обработка и сборка отдельных деталей. В таких случаях детали, изготовленные методом гальванопластики, закрепляют на оправках из закаленной стали и, опираясь на их внутренние поверхности, производят механическую обработку и шлифовку до получения требуемых размеров и формы.

Во избежание деформации детали, изготовленные методом гальванопластики, паяют мягкими припоями. Вместо пайки соединения можно воспользоваться методом электроосаждения. Например, при изготовлении гибридного кольца, в котором механически прорезаются каналы, медный блок временно заполняется воском или пластмассой, после чего четвертое плечо изготавливается методом гальванопластики.

В прямых волноводах, наращиваемых до большого диаметра методом гальванопластики, поверхности для скользящих деталей, например настроечных штырей, обрабатываются механическим путем. Точное расположение боковых плеч Т-образного соединения, перекрещивающихся соединений и направленных ответвителей может быть обеспечено без применения специальных сложных крепежных опор. Гальванопластика особенно пригодна для изготовления плавных переходов от волновода одного размера или типа к волноводу другого размера или типа. Она также успешно применяется при изготовлении изгибов, уголковых поворотов, скруток и других деталей [7]. Некоторые элементы, изготовленные методом гальванопластики, показаны на рис. 2.27, 3.13., 3.21, 4.12 и 4.13.

При рациональном выборе конструкции оправки можно полностью исключить механическую обработку, так как гальванопластика обеспечивает достаточную точность базовых поверхностей и соосность даже для таких деталей, как микрометрические головки. С помощью этого метода относительно легко изготавливаются подвижные короткозамыкатели, волномеры и настроечные шлейфы, в которых плунжеры, приводимые в движение микрометрическими головками, перемещаются вдоль волновода; примеры таких элементов показаны на рис. 3.19, 5.8 и 5.9.

Гальванопластика является единственным способом изготовления волноводов с малым поперечным сечением вплоть до  $0,086 \times 0,43$  мм (рис. 2.9). Повышенную механическую прочность сверхвысококачественной конструкции можно обеспечить, если изготовить ее методом на-

брызгивания слоя алюминия или латуни и если закрепить ее в приспособлении или же залить смолами, которые применяются при герметизации [28]. Некоторые узлы могут быть помещены в кожух; этот метод позволяет получить подсорбку, способную выдерживать тяжелые механические нагрузки и неблагоприятные климатические условия. Моррисон [77] изготовил методом гальванопластики гибридное кольцо, показанное на рис. 15.21, в, толщиной 1,0 мм; он применил электропокрытие серебром с периодическим изменением направления тока; после установки в приспособление из нержавеющей стали блок был залит смолой аралдит. Измеренные потери составляли около 0,5 дБ, развязка между плечами была не хуже 40 дБ в полосе 3%. Эти данные мало отличались от характеристик такого же узла, изготовленного методом механической обработки.

## 15.7. ПРОВЕРКА И ИЗМЕРЕНИЯ

### 15.7.1. Методы проверки

Проверка и измерения конструкций для сверхвысоких частот являются важной стороной их изготовления. Удовлетворительный метод проверки должен принимать во внимание статистические данные производства. Например, пусть для узла существуют допуски на многие размеры, но один из размеров отклоняется от допуска на 50%, не внося значительных ухудшений электрических характеристик. В результате такой узел будет забракован, хотя на самом деле он является вполне удовлетворительным. Это, конечно, обусловлено тем, что остальные размеры выдержаны с большой точностью, а электрические характеристики являются функцией всех критических размеров. Если отклонения размеров имеют симметричное распределение и если для конструкции даны вероятные допуски, основанные на стандартном отклонении, то отбраковки будет меньше.

Проверка сверхвысокочастотных конструкций рассмотрена в неопубликованной работе Л. В. Бирна. Проверка разбивается на три основных метода: прямая механическая проверка, косвенная механическая проверка и проверка по электрическим параметрам. В зависимости от типа узла, его формы и метода изготовления может применяться один из этих методов или комбинация трех. Вообще механическая проверка включает визуальную проверку дефектов поверхности и погрешностей изготовления. Такая проверка, хотя она и важна, дает субъективную оценку и зависит от квалификации и опыта контролера. Обычно в технике сверхвысоких частот используются объективные измерения.

Прямая механическая проверка означает непосредственную проверку узла путем измерения его размеров, формы, положений и состояния поверхности. Если имеется в виду проверка узла, изготовленного полностью механическим способом, как, например, тянутая волноводная труба, то задачи измерения размеров и формы легко раз-

решимы. На заводах изготавливаются волноводные соединители различных типов и размеров, но основные функциональные требования для них являются общими; общим является также требование проверки на соответствие допускам таких размеров, как фиксирующие отверстия, волноводные окна и дрессели.

Косвенная механическая проверка имеет в виду проверку шаблона, оправки и инструмента, с помощью которых изготавливается или собирается узел. При такой проверке производятся измерения размеров, формы, положения и чистоты поверхности. Косвенная механическая проверка является обычной при изготовлении систем сверхвысоких частот, так как измерения внутренних размеров практически невозможно выполнить для таких узлов, как изгибы, скрутки, двойные плавные переходы, детали тракта миллиметрового диапазона волн и детали сложной формы, например двойные тройники и гибридные кольца. При одном из способов изготовления два точных и определенно размещенных отверстия во фланцево-соединительной сборке сверлились после того, как волноводы были сочленены с помощью кондуктора. В этом случае проверялся кондуктор и правильность его использования.

При электрической проверке производится измерение одной или нескольких электрических характеристик узла, которые часто являются критерием при приемке. Обычно проверка включает измерение КСВН в определенных точках заданной полосы частот и заданного затухания, например в середине полосы пропускания. Большим преимуществом электрической проверки является то, что она дает полный ответ относительно функциональных характеристик узла, в то время как механическая проверка сама по себе, хотя и необходима до некоторой степени, не может дать ответа, будет ли данный узел удовлетворять своим функциональным требованиям.

Тот факт, что измерения отдельных размеров сами по себе не гарантируют удовлетворительной работы узла, особенно справедлив в случаях, когда переменных величин насчитывается больше, например, десяти. Браун [14] показал, что в таких случаях системы сверхвысоких частот должны собираться на электрическом испытательном стенде, при этом один из узлов выбирается в качестве центрального, а к нему последовательно добавляются остальные. При такой избирательной проверке узлы системы, отражения от которых при взаимодействии по фазе и амплитуде не дают требуемых характеристик, бракуются до тех пор, пока они не подойдут в последующих сборках. Такой процесс продолжается до тех пор, пока комбинация допусков и ошибок во всей системе не приведет к тому, что система в целом будет удовлетворять предъявляемым требованиям. Этот процесс облегчается, если воспользоваться установкой для измерения КСВН с визуальным наблюдением, подобной описанной в разд. 4.3.

### 15.7.2. Механические размеры

Существует два вида ошибок размеров: случайные и систематические. Случайные ошибки являются результатом неспособности че-

ловека и станка достигнуть идеальной воспроизводимости изделий при изготовлении в небольшом количестве. Эти ошибки могут быть уменьшены до любой желаемой степени, если увеличить время и стоимость изготовления, однако полностью они никогда не могут быть устранены. Случайные ошибки распределяются симметрично относительно «точного» размера, который необходимо получить. Систематические ошибки являются результатом ошибок в расчетах или в калибровке станков и измерительного инструмента. Этот тип ошибок обычно приводит к несимметричному распределению относительно «точного» размера. В любом случае требуется определить действительный размер и отклонение его от расчетной величины, что можно выполнить с помощью калибров.

Метрологические методы включают фактическое измерение механических размеров с помощью соответствующих приборов. Этот дорогостоящий процесс используется только в тех случаях, когда требуется особо высокая точность при изготовлении опытного образца, при утверждении типа или на стадии проверки производственного образца с целью убедиться, что такие основные размеры, как толщина стенок, прямоугольность, радиусы внутренних и внешних углов, смещение прямоугольников и внутренние размеры, находятся в пределах заданных допусков. Типовые приборы дают возможность измерять внешние и внутренние размеры с точностью до 0,0005 мм и углы с точностью до 5 сек дуги. Этот метод в условиях массового производства можно заменить более простым методом сравнения, когда проверяемая деталь сравнивается со стандартной.

Обычно проверка механических размеров сверхвысокочастотных конструкций осуществляется с помощью калибров. Например, внутренние размеры волноводной трубы проверяются с помощью проходных и непроходных вставных калибров, а внешние размеры калиберными проходными и непроходными скобами. Точные измерения [146] внутренних размеров на большой длине можно производить с помощью пневматических калибров типа «Солекс». Эти калибры состоят из свободно входящих пробок, снабженных одним или несколькими отверстиями для воздуха. Действительные внутренние размеры определяют величину зазора, а следовательно, давление воздуха в подводящей линии. Такие калибры очень удобны для волноводов средних размеров.

Более сложный узел сверхвысоких частот, например, соединительный фланец, имеющий прямоугольное отверстие, фиксирующие отверстия и дроссель, потребует применения ответных калибров для проверки допусков относительного расположения этих отверстий. Ответный калибр фиксированного типа конструируется для приемки узла при окончательной сборке, исходя из условий максимально допустимого отклонения от размеров взаимного расположения. Это означает, что прежде чем применить ответный калибр, все основные конструктивные детали должны быть проверены индивидуально на соответствие по допускам.

### 15.7.3. Чистота отделки поверхности

При полной проверке сверхвысокочастотных конструкций должны применяться приборы для измерения или сравнения чистоты отделки поверхности. Во многих случаях эти измерения могут быть выполнены непосредственно, но там, где поверхность недоступна, как, например, на внутренних сторонах дросселя и в очень маленьких волноводах, возможны измерения без разрушения образцов с помощью моделей из пластмассы путем измерения их поверхностей. Чтобы показать величины, характеризующие чистоту отделки поверхности, в табл. 15.1 приведены данные для некоторых типичных видов обработки.

Большинство из перечисленных методов могут быть разбиты на три основных класса. Первый класс имеет небольшие следы обработки или совсем их не имеет и включает следующие виды обработки: шлифование, хонингование, суперфиниш и полировку, а также методы литья и порошковую металлургию. Второй класс включает механическую обработку остроконечным режущим инструментом и имеет следы обработки в направлении движения заготовки относительно станка независимо от того, происходит ли движение по прямой линии или по дуге. В этот класс входят следующие операции по обработке: токарная, расточка, резание, строгание; подобная структура поверхности получается также при выдавливании, волочении и прессовании. Режущие инструменты, применяемые для третьего класса обработки, достаточно широки, и слои располагаются параллельно ширине и под прямыми углами по отношению движения заготовки. В этот класс входят следующие операции по обработке: фрезерование, протягивание, развертывание, шабровка и шлифовка.

Идеальный прибор для измерения чистоты поверхности конструкций сверхвысоких частот должен записывать изменение линейных размеров поверхности. Такое изменение можно наблюдать при фотографировании срезов [2], но измерительного прибора с непосредственным отсчетом пока не существует. На практике чистота поверхности определяется тремя главными способами. Первый способ — визуальный и осязательный — базируется на использовании опыта; он дает субъективную оценку и приводит к большим ошибкам и расхождениям. Во втором способе используется измерительный прибор, и он является наиболее точным [128, 149]. Таким прибором служит точный компаратор, поскольку он может быть откалиброван по известным стандартам, например по решеткам, нанесенным на стекле.

Обычно на практике [92, 119] в Англии применяется мерительный штифт, радиус наконечника которого в пределах рабочей поверхности не превышает 0,0025 мм; отклонения мерительного штифта после усиления записываются на движущуюся карту или наблюдаются на интегрирующем измерительном приборе. Такой измерительный прибор дает среднее значение высоты неровностей.

Таблица 15.1

## Чистота поверхности при различных способах обработки

Способ механической обработки или изготовления	Единицы измерения, мкм
Токарная черновая . . . . .	1,5 —3
Токарная чистовая . . . . .	0,8 —1,5
Токарная тонкая, черных металлов . . . . .	0,20 —0,8
Токарная тонкая, цветных металлов . . . . .	0,1 —0,4
Токарная, цветных металлов, алмазным резцом или реза- ми из твердых сплавов . . . . .	0,05 —0,2
Расточка обычная . . . . .	0,4 —0,8
Расточка точная, черных металлов . . . . .	0,2 —0,4
Расточка точная, цветных металлов . . . . .	0,1 —0,2
Расточка алмазная или твердосплавным резцом, цветных металлов . . . . .	0,05 —0,1
Строгание обычное . . . . .	0,4 —1,5
Строгание чистовое . . . . .	0,2 —0,4
Выдавливание или волочение отделочные . . . . .	0,2 —0,8
Прессование . . . . .	0,2 —0,8
Фрезерование обычное . . . . .	0,8 —1,5
Фрезерование чистовое . . . . .	0,2 —0,8
Развертывание обычное . . . . .	0,4 —0,8
Развертывание чистовое . . . . .	0,1 —0,4
Протягивание обычное . . . . .	0,4 —0,8
Протягивание чистовое . . . . .	0,1 —0,40
Шабровка . . . . .	0,2 —0,8
Обработка давлением . . . . .	0,05 —0,2
Шлифовка обычная . . . . .	0,4 —0,8
Шлифовка чистая . . . . .	0,2 —0,4
Шлифовка тонкая . . . . .	0,05 —0,2
Хонингование . . . . .	0,025—0,2
Притирка . . . . .	0,025—0,1
Сверхчистая отделка (суперфиниш) . . . . .	0,025—0,1
Полирование . . . . .	0,025—0,05
Литье по выплавляемым моделям . . . . .	1,5 —3
Литье под давлением . . . . .	0,1 —0,8
Порошковая металлургия . . . . .	1,5 —3

В США обычно усиливается электрический сигнал, снимаемый с выхода датчика, перемещающегося поперек поверхности; этот метод определяет чистоту поверхности как среднеквадратичную величину, которая для большинства видов поверхностей в  $\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$  или 1,11 раз больше, чем средняя величина; на практике этот коэффициент можно исключить. На рис. 15.23, а показан принцип метода,

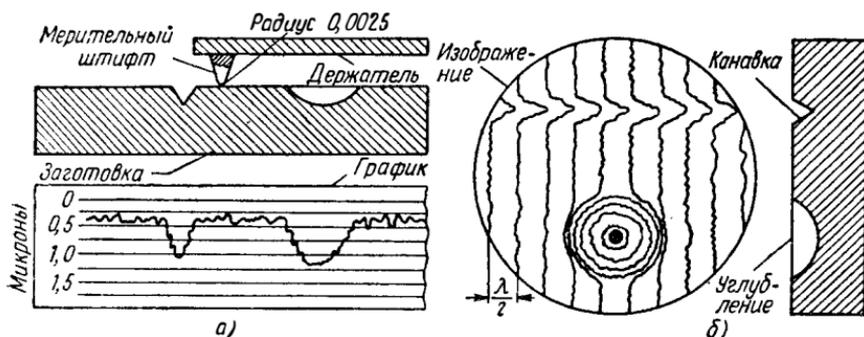


Рис. 15. 23. Измерение чистоты поверхности с помощью измерительных приборов.

Шкала чистоты поверхности дана в увеличенном масштабе. а — механический мерительный штифт; б — оптическая интерференция.

в котором используется мерительный штифт, а также приводится записанный график.

Очень чистые поверхности могут быть измерены с помощью приборов, основанных на оптической интерференции [102, 104, 105]. Как показано на рис. 15.23, б, наличие непараллельных полос интерференции света, отраженного исследуемой поверхностью и оптически плоской стеклянной пластиной, является мерой чистоты поверхности. В одном приборе [120] оптическая система микроскопа была устроена так, что отчетная плоскость не имела контакта с образцом. Небольшой наклон использовался для получения полос интерференции, причем расстояние между двумя любыми полосами равно половине длины волны света, используемого для освещения. При зеленом свете величина шероховатости поверхности, равная 0,1 полосы, эквивалентна 0,025 мкм. Такие мерительные штифты и оптические приборы очень дороги, и поэтому обычно они устанавливаются в лабораториях и в специальных удаленных от цехов помещениях.

В третьем методе используется набор компараторных (эталонных) пластин с известной чистотой поверхности; они сравниваются с образцом по внешнему виду или на ощупь. Желательно, чтобы с помощью пластин можно было определить все три класса отделки. Различная чистота поверхности, показанная на рис. 15.24,

соответствует различным видам обработки систем сверхвысоких частот. После изготовления этих шкал, соответствующих различным степеням обработки, они наносятся на концы калиброванных пробок из нержавеющей стали, которые затем были смонтированы на круглом медном диске. По этому эталону путем электроосаждения никеля была изготовлена негативная копия, а затем позитивная копия из меди. Пластины для получения жесткости укреплены на

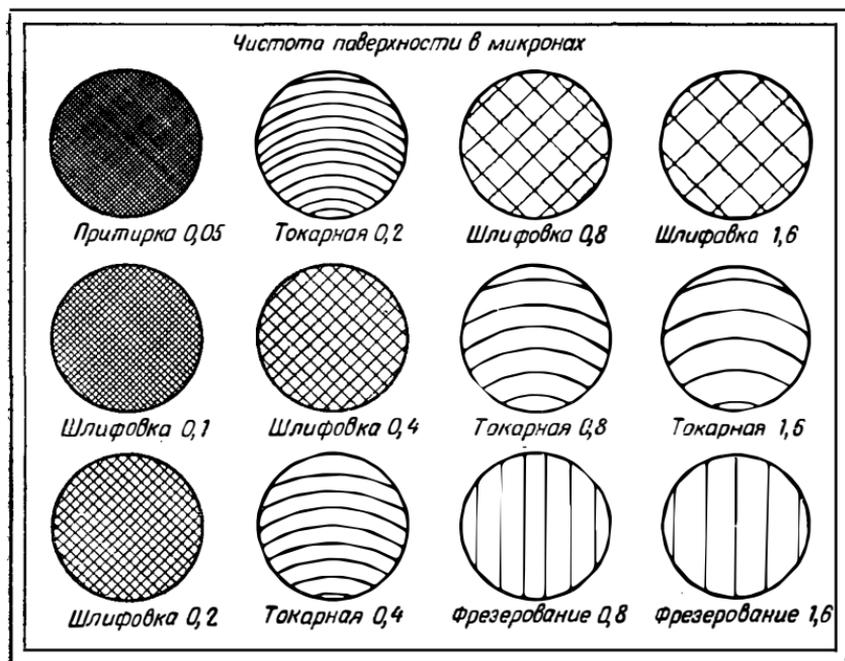


Рис. 15. 24. Компаратор для определения чистоты поверхности.

Компаратор изготавливается из меди путем электрокопировки, рабочая поверхность покрывается хромом. Общие размеры компаратора 114,3×88,9 мм, толщина 1,59 мм.

подложке и для прочности на поверхность нанесен хром. Такие пластины дешевы, портативны и удобны в использовании. Ошибки в определении чистоты поверхности возникают из-за дефектов эталона и из-за небольших изменений, возникающих в процессе его воспроизведения; ошибки при использовании обусловлены возможным различием материалов и разновидностью структуры поверхности стандарта и образца. При условии тщательной визуальной и осязательной оценки точность равна половине отсчета между соседними шкалами; эта точность вполне приемлема для такого простого устройства.

## 15.8. ПОКРЫТИЕ И УПАКОВКА

### 15.8.1. Внутренняя отделка

Характеристики узлов сверхвысоких частот зависят от условий, в которых находятся внутренние поверхности, и от качества отделки внутренних поверхностей [19]; последнее определяется главным образом методом изготовления. Требования, предъявляемые к точности размеров, обычно исключают всякую шлифовку и полировку, хотя с помощью этих операций могут быть получены очень чистые поверхности. Такие операции для поверхностей систем сверхвысоких частот в любом случае не рекомендуются, так как они приводят к образованию аморфного слоя Бэйлби [9] с малой проводимостью, толщина которого достигает 0,025 *мкм*.

Для некоторых металлов электрополировка обеспечивает хорошую чистоту поверхности. При электрополировке под влиянием протекающего электрического тока происходит избирательное растворение тонкого слоя металла, благодаря чему поверхность становится более гладкой и более блестящей. На самом деле механизм электрополировки зависит, по-видимому, от присутствия вязкой пленки [31, 87], являющейся продуктом взаимодействия между металлом и электролитом. Соединение пленка — электролит не воспроизводит неровности поверхности металла, и поэтому толщина пленки не является постоянной. Это приводит к изменяющейся плотности электрического тока и избирательному растворению.

При химической полировке [88, 101] происходит выравнивание поверхности металла; во время процесса на поверхности осаждается тонкая пленка окиси или основной соли. Поверхность сглаживается из-за того, что диффузия ионов металла из микроуглублений происходит медленнее, чем из микровозвышений, пленка на возвышениях растворяется с большей скоростью благодаря анионам полирующего раствора. Химическим путем могут быть отполированы следующие металлы: медь, латунь, бронза, сплав никель — серебро, никель, цинк, алюминий, железо, сталь и большинство сплавов алюминия. Чтобы получить желаемые результаты, полная толщина удаляемого металла должна быть от 0,025 до 0,04 *мм*.

Гладкие поверхности можно также получить путем блестящего электропокрытия; электропокрытие производится в ванне с серебром и с добавлением серы в виде ализаринового масла или в ванне с медью и с таким коллоидальным материалом, как желатин. Электропокрытие, особенно с золотом и родием, часто используется для повышения стойкости против коррозии. Во избежание увеличения омических потерь блестящее покрытие должно быть намного меньше толщины поверхностного слоя.

Внутренние поверхности систем сверхвысоких частот можно также защитить неметаллическими покрытиями. Используемые для этой цели лаки включают формальдегид карболовой кислоты (фенолформальдегид), нитроцеллюлозу, лак D.T.D. Specification X17,

лак сиплэйн и пчелиный воск, растворенный в бензоле. В случае легких сплавов хорошую защиту при очень небольшом увеличении затухания дает анодирование. Для того чтобы предохранить систему сверхвысоких частот от грязи, влаги и коррозионной атмосферы, в общем случае в стандартных волноводных фланцах и соединительных приспособлениях рекомендуется применять средства уплотнения вместе с осушительными вентиляционными системами. Открытые концы волноводов передающих систем должны быть закрыты полиэтиленовой лентой, уплотнительными окнами или крышками. Более сложные сборки могут быть помещены в ящики и обеспечены средствами для защиты от влаги и изменения внешнего давления.

### 15.8.2. Внешняя отделка

В настоящее время нашли применение разнообразные покрытия для внешней отделки, включая краски, лаки и смолы, а также замедлители коррозии [15, 90]. Электролитическое покрытие для внешних поверхностей следует применять с разностью потенциалов не больше 0,5 в при обычных условиях и 0,25 в, когда система может подвергаться атмосферному влиянию и действию паров солей. Найдено, что никель, кадмий и электролитическое олово удовлетворительно переносят различные условия. Для небольших лабораторных приборов покрытие серебром толщиной  $25,4 \cdot 10^{-4}$  мм и родием толщиной  $50,8 \cdot 10^{-6}$  мм дает хорошую износостойкость и обладает хорошей сопротивляемостью в условиях повышенной влажности. Там, где не предъявляются требования к износостойкости, удовлетворительным является покрытие золотом.

Способ электроотделки Далика [52—54] очень удобен для узлов сверхвысоких частот; в этом методе металлы осаждаются из электролитов, содержащихся в тампонах, укрепленных на подвижных электродах. Тампон служит анодом, а деталь образует катод. Этот метод имеет большие преимущества, так как нет необходимости погружать деталь в электролит; осаждение можно ограничить определенной площадью с хорошими механическими свойствами, высоким сцеплением и малой пористостью.

Свойства раствора играют важную роль; было найдено, что только водные растворы сложных органических солей металлов дают хорошие результаты. Из всего ряда металлов всего около двадцати могут осаждаться подобным образом; скорости осаждения различны для различных металлов: от 3,8 мм/час для меди до 0,1 мм/час для родия; плотность тока при этом составляет около 500 а/дю<sup>2</sup>.

Переменная толщина промышленного электропокрытия поверхностей сложной формы непригодна для крепежных деталей, таких, как направляющие болты, втулки, направляющие параллели. Такие детали лучше изготавливать из антикоррозийных металлов и сплавов, например из нержавеющей стали, вольфрама, из сплава никель—серебро и серебро — бронза. Резьбы, особенно в деталях из нержавеющей стали и легких сплавов, для уменьшения возможности за-

хватывания после продолжительного использования следует перед сборкой покрывать графитом или соединениями дисульфида молибдена. В стандартном диапазоне волноводов, соединителей и узлов для военного оборудования и других применений конструкции и материалы должны выбираться в соответствии с техническими условиями [45]. При определенных обстоятельствах может потребоваться защита от ядерных излучений [69].

### 15.8.3. Упаковка и маркировка

При хранении, перевозке и переноске прецизионных и чувствительных приборов и узлов сверхвысоких частот следует применять специальные меры предосторожности против повреждений и поломок. Открытые концы волноводных труб должны быть закрыты уплотнителями из пластмассы. Проводились испытания отрезка волновода длиной 610 мм с поперечным сечением  $23 \times 10$  мм, содержащего небольшое количество силикагельного осушителя и уплотненного полиэтиленовой пробкой специального типа; волновод подвергался испытаниям при изменении температуры от  $+25$  до  $+35^\circ$  С при относительной влажности 95%. После 14 дней внешняя поверхность слегка потеряла блеск, а вес осушителя из-за поглощения влаги увеличился только на 0,4 г.

Волноводные трубы в войсковых складах обычно упаковываются так, что каждый отрезок хранится в отдельном закрытом ящике, из которого волновод вынимается только в случае необходимости использования. Небольшие детали, например узлы, изготовленные методом гальванопластики, установочные болты и гайки, следует положить в закрытые полиэтиленовые мешочки и упаковать в прочные картонные коробки. Соединительные фланцы, переходы, изгибы и скрутки могут быть упакованы в соответствии с их размерами в картонные коробки или деревянные ящики; стыкующиеся поверхности соединительных фланцев защищаются пластмассовыми или другими крышками.

Измерительные приборы обычно поставляются изготовителем в подогнанных деревянных ящиках или в пластмассовых коробках, в которых они хранятся после использования. Аппаратура, предназначенная для использования и хранения в морских условиях, требует более тщательной упаковки. Такая климатическая или тропическая упаковка защищает содержимое от повреждений, вызываемых высокой влажностью и температурой, а также от появления плесени и от насекомых.

Маркировку обозначений следует производить таким образом, чтобы не вызывать ухудшения электрических, механических свойств и герметичности. Допускается маркировка по трафарету в тех местах, где эта маркировка не влияет на электрические и механические характеристики; при перевозке упаковочные или инструментальные ящики следует промаркировать, или наклеить ярлыки.

## Л И Т Е Р А Т У Р А

1. A k i n, P. A.: «Light-weight Waveguides», *Electrical Manufng*, 1954, **53**, p. 112.
2. A l l i s o n, J., and B e n s o n, F. A.: «Surface Roughness and Attenuation of Precision Drawn, Chemically Polished, Electroplated, Electroplated and Electroformed Waveguides», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102B**, p. 251.
3. A n d r e w s, P.: «The Electroforming of Waveguide Components», *Electronic Engng*, 1959, **31**, p. 150.
4. A r e n d, A. G.: «Precision Centrifugal Casting of Small Parts», *Machinery*, 1946, **68**, p. 504.
5. B a i l e y, G. L. J., and W a t k i n s, H. C.: «The Flow of Liquid Metals on Solid Metal Surfaces and its Relation to Soldering, Brazing and Hot Dip Coating», *J. Inst. Metals*, 1951, **80**, p. 57.
6. B a i l e y, J. C., and H i r s c h f i e l d, J. A.: «Soldering Aluminium», *Research*, 1954, **7**, p. 320.
7. B a l m e r, J. R., and B a i l e y, T. W. A.: «Electroforming Waveguides», *Electropl. Met. Fin.*, 1959, **12**, p. 267.
8. B e a r d o w, T.: «Waveguide Manufacturing Techniques», *Brit. Commun. Electronics*, 1958, **5**, p. 772.
9. B e i l b y, G. T.: «Aggregation and Flow of Solids» (Macmillan, London, 1931).
10. B l u m, N., and H o g a b o o m, G. B.: «Principles of Electroplating and Electroforming» (McGraw-Hill, New York, 1949).
11. B r o o k e r, H. R., and B e a t s o n, E. V.: «Industrial Brazing» (Iliffe, London, 1953).
12. B r o o k e r, H. R.: «Soldering and Brazing — Their History and Development», *Metal Ind.*, 1942, **60**, p. 75.
13. B r o o k e r, H. R.: «A Brief Review of Brazing Processes», *Sheet Metal Ind.*, 1947, **24**, October, p. 204.
14. B r o w n, L. W.: «Problems and Practice in the Production of Waveguides Transmission Systems», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 4. p. 639.
15. B u k o w i e c k i, A.: «A Survey of Corrosion Inhibitors», *Schweiz. Arch. angew. Wiss. Tech.*, 1954, **20**, p. 169.
16. C a d y, E. L.: «Precision Investment Castings», *Mater. Meth.*, 1946, **23**, p. 741.
17. C a i s t o r, A., F r a y, S. J., and H o p p e r, W. C.: «Waveguides for Use in Low-Temperature Cryostats», *J. sci. Instrum.*, 1959, **36**, p. 144.
18. C a m p b e l l, J. B.: «Brazing in Salt Baths offers Production Economies», *Mater. Meth.*, 1951, **33**, January, p. 64.
19. C h a m b e r s, R. G., and P i p p a r d, A. B.: «The Effect of Method of Preparation on the High-Frequency Surface Resistance of Metals», *Inst. Metals Monograph No. 13*, 1953, p. 281.
20. C h r i s t i e, J. L., and S e t a p e n, A. M.: «The Inspection and Testing of Brazed Joints», *J. Amer. Welding Soc.*, 1947, **26**, p. 767.
21. C o a l e, F. S.: «Ice as a Bending Medium for Waveguide and Tubing», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 252.
22. C o l e, R. A.: «Growing Components by Electroplating», *Aircraft Missile Manufng*, 1959, **2**, No. 1, p. 29.
23. C o u c h, D. E., and B r e n n e r, A.: «A Hydride Bath for the Electrodeposition of Aluminium», *J. Electrochem. Soc.*, 1952, **99**, p. 234.
24. C r a v e n, G., and K n i g h t, V. H.: «The Design and Testing of Integrally Constructed Waveguide Assemblies», *Proc. I. R. E.*, 1959, **106B**, p. 321.
25. C r a w f o r d, A. E.: «Ultrasonic Tinning Techniques for Aluminium», *Electronics*, 1952, **25**, January, p. 102.
26. C u r t i s, F. W.: «High-Frequency Induction Heating» (McGraw-Hill, New York, 1944).

27. Dodge, H. F., Kinsburg, B. J., and Krugar, M. K.: «Quality Control Requirements of the L3 Coaxial Cable», *Bell Syst. tech. J.*, 1953, **32**, p. 943.
28. Dummer, G. W. A., and Johnson, D. L.: «Printed and Potted Electronic Circuits», *Proc. I. E. E.*, 1952, **100**, pt III, p. 177.
29. Dunlop, A. H.: «Investment Materials for Precision Casting», *Machinery*, 1953, **83**, November 6th, p. 902, and *Proc. Inst. Brit. Foundrym.*, 1945, **38**, p. 1.
30. Dunlop, A. H.: «Precision Casting by the Lost Wax Process», *Foundry Tr. J.*, 1945, **75**, p. 107.
31. Elmore, W. C.: «Electrolytic Polishing», *J. appl Phys.*, 1939, **10**, p. 724, and **11**, p. 797.
32. Evans, D. H.: «Optimum Tolerance Assignment to Yield Minimum Manufacturing Cost», *Bell Syst. tech. J.*, 1958, **37**, p. 461.
33. Evans, H., Cotton, P. S., and Thextion, J.: «The Lost Wax Process», *Machinery*, 1947, **70**, p. 645.
34. Feldmann, A. A.: «Microwave Components: Precision Casting and Electroforming», *Mat. Meth.*, 1951, **34**, p. 70.
35. Feldmann, A. E.: «Techniques for Electroforming of Precision Waveguide Components in the Millimetre Wavelength Region», *Rev. sci. Instrum.*, 1957, **28**, p. 295.
36. Franc, P. L.: «The 'Maproduct' Process of Precision Casting», *Tech. mod.*, 1955, **47**, p. 390.
37. Freedman, S.: «Cast Waveguides», *Radio Electronic Engng*, 1954, **31**, February, p. 10.
38. Fuchs, F. J.: «Developments in Precision Bending Methods for Waveguides», *Machinery*, 1958, **92**, p. 824.
39. Fuchs, F. J.: «Waveguide Bending Design Analysis», *Bell Syst. tech. J.*, 1959, **38**, p. 1457.
40. Garrett, R. F., Tuffnell, T. L., and Waddell, R. A.: «Application of Quality Control Requirements in the Manufacture of Components of the L3 Coaxial System», *Bell Syst. tech. J.*, 1953, **32**, p. 969.
41. Goodchild, A. G.: «Epoxide Resins in the Electronics Industry», *Brit. Commun. Electronics*, 1956, **3**, p. 293.
42. Harvey, A. F.: «A Surface-Texture Comparator for Microwave Structures», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102B**, p. 219.
43. Harvey, A. F.: «The Electroforming of Components and Instruments for Millimetre Wavelengths», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102B**, p. 223.
44. Harvey, A. F., British Patent No. 683246, November 26th, 1952.
45. Harvey, A. F.: «Standard Waveguides and Couplings for Microwave Equipment», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102B**, p. 493.
46. Harvey, A. F.: «Mechanical Design and Manufacture of Microwave Structures», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 402.
47. Hassell, F., and Jenks, E.: «Electroforming Microwave Components», *Electronics*, 1946, **19**, March, p. 134.
48. Heritage, R. J., and Balmer, J. R.: «Metallizing of Glass, Ceramic and Plastic Surfaces», *Metallurgia*, 1953, **47**, April, p. 171.
49. Heritage, R. J., and Balmer, J. R.: «Recent Developments in Aluminium Electrodeposition», *Prod. Finish.*, 1957, **10**, No. 3, p. 54.
50. Heritage, R. J.: «The Electrodeposition of Aluminium», *Trans. Inst. Met. Fin.*, 1955, **32**, p. 106.
51. Hogg, H. A. C.: «Photo-Etching Molybdenum Foil», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 11, p. 614.
52. Hughes, H. D.: «The Dalic Plating Process», *Machinery*, 1953, **83**, p. 824.
53. Hughes, H. D.: «Plating Small Localized Areas», *Metal Ind.*, 1954, **84**, p. 171.
54. Hughes, H. D.: «Practical Brush-Plating», *Trans. Inst. Met. Finish.*, 1956, **33**, No. 14, p. 424.

55. Humphreys, P.: «Waveguide Design for Die-Casting», *Electronic Radio Engr*, 1957, **34**, p. 441.
56. Hurley, F. H., and Weir, T. P.: «Electrodeposition of Aluminium from Nonaqueous Solutions at Room Temperature», *J. Electrochem. Soc.*, 1951, **98**, p. 207.
57. Iverson, A. H.: «Coupled Helix Winding Machine», *Trans. I. R. E.*, 1958, **ED-5**, p. 317.
58. Jamieson, E.: «Integrated Microwave Test Bench», *Wireless Wld*, 1954, **60**, p. 351.
59. Jamieson, E.: «Integrated Microwave Circuits», *Electronic Engng*, 1955, **27**, p. 60.
60. Jamieson, E.: «Functional Integration of Microwave Components», *Onde elect.*, 1958, **1**, Sup. to August, p. 266.
61. Jernstedt, G. W.: «Periodic-Reversal Copper Plating», *Proc. Amer. Electropl. Soc.*, 1949, **36**, p. 63.
62. Jernstedt, G. W.: «PR Plating — A New Tool for Electroplaters», *Westinghouse Engr*, 1947, **7**, p. 89.
63. Jernstedt, G. W.: «Better Deposits at Greater Speeds by PR Plating», *Plating*, 1948, **35**, p. 708.
64. Jordan, M. F., and Milner, D. R.: «The Removal of Oxide from Aluminium by Brazing Fluxes», *J. Inst. Metals*, 1956—57, **85**, p. 33.
65. Juran, J. M.: «Quality Control Handbook» (McGraw-Hill, New York, 1951).
66. Kauppi, T. A.: «Developments in Silicones», *Stanki Instrum.*, 1954, **36**, p. 176.
67. Kronsbein, J., and Morton, L. C.: «Distribution of Electrodeposited Metal on some Simply Shaped Cathodes», *Proc. Amer. Electropl. Soc.*, 1949, **36**, p. 229.
68. Kuczynski, G. C.: «The Mechanism of Densification during Sintering of Metallic Particles», *Acta Met.*, 1956, **4**, p. 58.
69. Leaser, D. O.: «The Effects of Nuclear Radiation on Engineering Materials», *Mater. Meth.*, 1954, **40**, p. 109.
70. Lewin, L.: «Miniaturization of Microwave Assemblies», *Trans. I. R. E.*, 1956, **MTT-4**, p. 261.
71. Livshits, A. L., and Rassokhin, V. Ya.: «Electro-Machining Methods for Metals», *Stanki Instrum.*, 1954, **25**, p. 12. and **28**, p. 8.
72. Metzger, W. H., and Lamb, V. A.: «The Design of Electroformed Parts», *Machine Design*, 1953, **25**, p. 124.
73. Miller, J. L.: «Modern Assembly Processes» (Chapman and Hall, London, 1946).
74. Miller, M. A.: «Jointing Aluminium to other Metals», *Welding J.*, 1953, **32**, p. 730.
75. Moore, R. K.: «The Effect of Reflections from Randomly Spaced Discontinuities in Transmission Lines», *Trans. I. R. E.*, 1957, **MTT-5**, p. 121.
76. Moreno, T.: «Engineering Approach to Waveguides», *Electronics*, 1946, **19**, May, p. 99.
77. Morrison, A. J.: «Electroforming of Millimetre Waveguide Components», *Onde elect.*, 1958, **1**, Sup. to August, p. 283.
78. Moss, C. J.: «Araldite — A New Adhesive, Coating and Casting Resin», *Brit. Plast.*, 1948, **20**, p. 521.
79. Mullen, J. A., and Pritchard, W. L.: «The Statistical Prediction of Voltage Standing-Wave Ratio», *Trans. I. R. E.*, 1957, **MTT-5**, p. 127.
80. Murphy, E. B.: «Electroforming of Intricate Electronic Components», *Electronics*, 1959, **32**, September 11th, p. 114.
81. Neimeyer, W. I.: «Precision Casting with Frozen Mercury Patterns», *Iron Age*, 1949, **163**, March 17th, p. 94.
82. Nishimaki, M., and Asaba, T.: «Application of Discharge

- Machining to Millimetre-Wave Magnetrons», *Proc. I. E. E.* 1948, **105B**, Sup. No. 11, p. 623.
83. N o l t i n g k, B. E., and N e p p i r a s, E. A.: «Ultrasonic Soldering Irons», *J. sci. Instrum.*, 1951, **28**, p. 50.
  84. P a l m i s a n o, R. R., and S h e r m a n, A.: «Waveguide Coils make Compact Delay Lines», *Electronics*, 1958, **31**, October 24th, p. 88.
  85. P e n n y, F. D.: «A Handbook of Die Castings» (H. M. Stationery Office, London, 1953).
  86. P i k e, E. W., and S i l v e r b e r g, T. R.: «Assigning Tolerances for Maximum Economy», *Machine Design*, 1953, **25**, p. 139.
  87. P i n n e r, R.: «Theory of Electrolytic, Polishing», *Electroplating*, 1953, **6**, p. 444.
  88. P i n n e r, R.: «Theory and Practice of Chemical Polishing, Parts 1 and 2», *Electroplating*, 1953, **6**, pp. 360 and 401.
  89. P o c c o c k, W. E.: «Aluminium Finishes for Use in Electronics», *Electronics*, 1959, **32**, February 20th, p. 58.
  90. P r e s t o n, J. N.: «Corrosion Control with Organic Inhibitors», *Industr. engng Chem.*, 1952, **44**, p. 1755.
  91. R a o u l t, G., and F a n g u i n, R.: «Electroforming of Silver on Plexiglass: its Application to Various Hyper-Frequency Purposes», *J. Phys. Radium*, 1959, **20**, p. 29A.
  92. R e a s o n, R. E., H o p k i n s, H. R., and G a r r o d, R. I.: «Report on the Measurement of Surface Finish by Stylus Methods» (Taylor and Hobson Ltd, London, 1944).
  93. R e y n o l d s, S. I., and F i e l d i n g, J.: «Preformed Dielectric Sample Holder for Three-Centimetre Waveguide Measurements», *Rev. sci. Instrum.*, 1954, **25**, p. 1035.
  94. S a f r a n e k, W. H., S c h i c k n e r, W. C., and F a u s t, C. L.: «Electroforming of Aluminium Waveguides using Organo-Aluminium Plating Baths», *J. Electrochem. Soc.*, 1952, **99**, p. 53.
  95. S a n d s m a r k, P. I.: «Effect of Ellipticity on Dominant-Mode Axial Ratio in Nominally Circular Waveguides», *Trans. I.R.E.*, 1955, **MTT-3**, p. 15.
  96. S c h o l e f i e l d, H. H., G r e e n, H. H. H., and G o s s e t t, R. E.: «Manufacture of Waveguide Parts by Investment Casting from Frozen Mercury Patterns», *Proc. I.E.E.*, 1959, **106B**, p. 431.
  97. S c h w a r t z, R. F., and N e l s o n, M. E.: «Note on Making E-plane Bends in Brass Waveguide in the Small Shop», *Microwave J.*, 1959, **2**, No. 1, p. 38.
  98. S e e d, M. G., and D r u b b a, H.: «Some Aspects of Spark Machining», *Engrs Dig.*, 1954, **15**, p. 378.
  99. S h a w, C.: «The Application of Ethyl Silicate to Foundry Practice», *Foundry Tr. J.*, 1946, **78**, January 10th, p. 31, and 17th, p. 61.
  100. S h e r m a n, R.: «Aluminium Waveguides for Lightweight Communication Equipment», *Commun.*, 1947, **27**, p. 28.
  101. S t e r e n g u e l, J.: «The Chemical Polishing of Aluminium and its Alloys», *Rev. Aluminium*, 1953, **30**, p. 261.
  102. S t r a y, W., and O g b u r n, G.: «Measurement of Surface Roughness with Microinterferometer», *Proc. Amer. Electropl. Soc. (37th Annual Conf.)*, 1950, p. 125.
  103. S t u a r t, A. H.: «Electroforming — Practical Details of Available Methods», *Electroplating*, 1947, **1**, p. 45.
  104. S u g g, R. E.: «An Interferometer for Examining Polished Surfaces», *Mech. Engng*, 1953, **75**, p. 629.
  105. T h i e l s c h, H.: «Visual and Optical Evaluation of Metal Surfaces», *Metal Finish.*, 1951, **49**, May, p. 54.
  106. T i m m s, C., and S c o l e s, C. A.: «Surface Finish Measurements: Comparison of Stylus and Interference Methods», *Metal Treatm.*, 1951, **18**, p. 450.

107. Trehearne, E. B. G.: «Brazing» (British Welding Research Association, London, 1956).
108. Turnbull, J. M. G.: «Liquid Brazing», *Engineer*, 1936, **162**, December 18th, p. 648.
109. Turnbull, J. S.: «Lost Wax Process of Precision Casting», *Proc. Instn Mech. Engrs*, 1950, **162**, p. 66.
110. Turnbull, J. S.: «Some Recent Developments in the Lost-Wax Casting Process», *Machinery*, 1955, **86**, p. 37.
111. Wenk, P., and Boljahn, H.: «Ultrasonic Tinning of Aluminium», *Z. Metallk.*, 1952, **43**, p. 322.
112. Wernz, D. E.: «Aluminium Dip Brazing», *Machinery*, 1957, **90**, p. 541.
113. Wilkes, G. B.: «Properties of Copper Brazed Joints», *Iron Age*, 1948, **162**, p. 44.
114. Williams, E. M., and Porterfield, C. P.: «Spark Machine Tool has Servo-Control», *Electronics*, 1958, **31**, October 24th, p. 90.
115. Wright-Baker, H.: «Modern Workshop Technology» (Cleaver-Hume, London, 1950).
116. Yermakov, M. Z., and Kleizmentov, V. F.: «An Efficient Technology for the Production of Rectangular Aluminium Tubes», *Tsvetyne Metally*, 1957, No. 5, p. 85.
117. Zeigler, K., and Lehmkuhl, H.: «The Electrolytic Separation of Aluminium from Organic Complex Compounds», *Z. anorg. Chem.*, 1956, **283**, p. 414.
118. «Aluminium Flame Brazing», Tech. Inform. Booklet 12 (British Oxygen Gases Ltd, London, 1956).
119. «Assessment of Surface Texture», British Standard 1134: 1950.
120. «Baker Interference Microscope for Inspecting Surface Finish», *Machinery*, 1957, **91**, p. 1196.
121. «Brazing of Aluminium and its Alloys», Inform. Bull. 22 (Aluminium Development Association, London, 1957).
122. Ives, H., and Buckingham, J.: British Patent Application No. 32073/56: 1956.
123. «Casting in Semi-Permanent Ceramic Moulds», *Machinery*, 1954, **84**, March 19th.
124. «Climatic and Durability Testing of Service Telecommunication Equipment», Wireless Telegraphy Board Spec. K114, Issue 2, September, 1950.
125. «Dip-Brazed Aluminium Waveguide», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 354.
126. «Engineering Drawing Practice» British Standard 308: 1953.
127. «General Requirements for Service Telecommunication Equipment, DEF-5000» (H. M. Stationery Office, London, 1956).
128. «High Frequency Electro-spark Machining of Hard Metals», *Micro-technic*, 1955, **9**, p. 267.
129. «Kynal Aluminium Alloys and Fluxes for Brazing» (Imperial Chemical Industries Ltd (Metals Division), Birmingham, 1953).
130. «Materials used in Radio and Electronic Engineering: Part 5—The Electrodeposition of Metals», *J. Brit. I.R.E.*, 1957, **17**, No. 1, p. 35.
131. «Mould Hobbing», *Mech. Wld.*, 1938, **64**, February 25th, p. 175.
132. «Powder Metallurgy: A Survey of Recent Advances», *Engineering*, 1954, **178**, p. 850.
133. «Precision-Cast High Speed Steel», *Machinery*, 1945, **66**, p. 641.
134. «Precision Investment Casting by the Mercast Process», *Machinery*, 1951, **78**, p. 396, 1955, **86**, p. 1344, and 1957, **90**, pp. 736 and 813.
135. «Producing Constant-Section Radar-Waveguide Connecting Tubing», *Machinery*, 1955, **87**, p. 1518.
136. «Recent Developments in Powder Metallurgy», *Machinery*, 1954, **85**, p. 1318.
137. «Shaw Process of Precision Castings», *Machinery*, 1952, **81**, p. 768, 1955, **87**, p. 577, and 1956, **88**, p. 268.

138. Clarke, H. F.: «Accurate Bending of Rectangular Tubing», *Machinery*, 1953, **83**, p. 801.
  139. «Test Methods for Electronic and Electric Component Parts», MIL-STD-202, U. S. Government.
  140. Hall, L. E., and Meggs, B. H.: «Electroformed Copper Waveguides», *Metal Ind.*, 1960, **97**, p. 435.
  141. Doughty, D. J.: «Waveguide Components — A Survey of Methods of Manufacture and Inspection», *J. Brit. I.R.E.*, 1961, **21**, p. 169.
  142. Bege mann, M. L., «Manufacturing Processes» (Wiley, New York, 1957).
  143. Livshits, A. L.: «The Electro-Erosion Machining of Metals» (Butterworth, London, 1961).
  144. Smith, G. V.: «Spark Machining Fundamentals and Techniques», *J. Brit. I. R. E.*, 1961, **21**, p. 409.
  145. Nenke, O., and Stricker, G.: «Waveguide Techniques», *Frequenz*, 1960, **14**, p. 94.
  146. Bachel, J.: «Measurement Method for Determining the Internal Dimensions of Waveguides», *Frequenz*, 1960, **14**, p. 131.
  147. Pierce, N. J.: «Electroforming Waveguide Parts», *Bell Lab. Rec.*, 1961, **39**, p. 138.
  148. Brozyna, J.: «The Problem of Surface Smoothness and Dimensional Tolerances of Waveguides», *Prace P. I.T. (Warsaw)*, 1957, No. 21. p. 11.
  149. Seeboth, F.: «Principles of Electrical Surface Profile Measurement and Test Apparatus», *VDI Z.*, 1956, **98**, p. 869.
-

---

---

## ГЛАВА 16

### ПРИЕМНИКИ

#### 16.1. ПРИЕМ ПОРОГОВЫХ СИГНАЛОВ

##### 16.1.1. Типы приемников

Рассматриваются приемники с детектированием сигналов, которые можно определить как составляющую электромагнитной волны, несущую информацию. Практически приемник образует звено между антенной и индикатором, или отметчиком. Сигналы могут быть слабыми и неизменно связанными с шумом или случайными флуктуациями. Таким образом, главной проблемой в технике приема является отделение сигнала от шумового фона. При приеме сверхвысоких частот существует много источников помех, но все они при тщательно выполненной конструкции приемника могут быть сведены только к шумам, происходящим в результате совершенно случайных процессов. Влияние этих случайных шумов на прием сигналов было предметом серьезного изучения [39, 196, 199, 381]. Такой шум может возникнуть в сопротивлении и электронных потоках и поддается анализу статистическими методами [16, 17, 213, 214; 291]. Относительные величины шумов разных типов зависят от конструкции и свойств каждого приемника [131, 138, 176, 205, 206, 276].

В видеодетекторном приемнике входящий высокочастотный сигнал выпрямляется непосредственно на входе от антенны, а результирующий звуковой или видеосигнал усиливается и выделяется в индикаторе. Такой приемник характеризуется простотой, малыми размерами, низкой стоимостью и широкополосной частотной характеристикой; на малых уровнях сигнала детектор квадратичен и чувствительность низкая, в результате чего приемник подвержен таким помехам, как фон и микрофонный эффект. В приемнике с уси-

лением по высокой частоте детектору предшествуют один или более каскадов высокочастотного усиления. Такой тип приемника характеризуется избирательностью и чувствительностью, достигаемой в результате усиления, вносящего малые шумы.

Предельное усиление в усилителе [275] достигается в том случае, когда положительная обратная связь увеличивается до значения, при котором лампа начинает генерировать. Сверхгенеративный метод Армстронга [3] позволяет использовать для усиления и область генерирования, создавая условия, при которых схема генерирует лишь

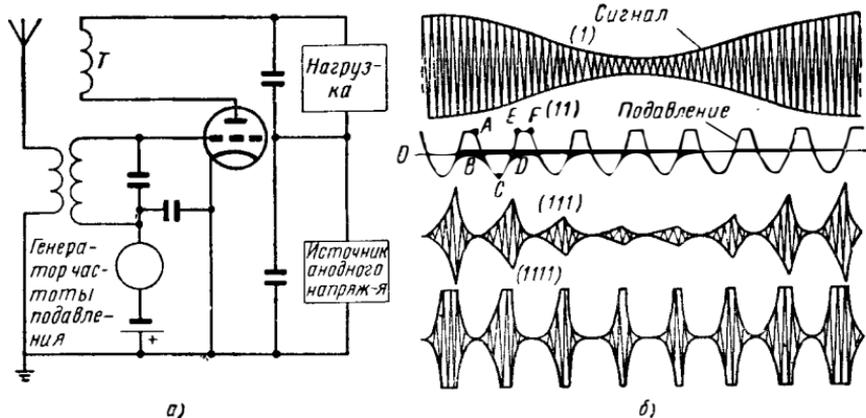


Рис. 16. 1. Сверхрегенеративный приемник:

*а*—типичная триодная схема; *б*—входной сигнал (1), цикл изменения активной проводимости (11), колебания в линейном режиме (111), колебания в логарифмическом режиме (1111).

небольшую часть времени. Такие простые приемники полезны на сверхзвуковых частотах; в них используются триоды, клистроны и магнетроны непрерывного генерирования.

Типичная схема приведена на рис. 16,1, *а*; на рис. 16,1, *б* показаны формы модулированного входного сигнала (1) и изменение активной проводимости цепи (11), модулированной с частотой подавления или гашения генерации. В течение начального периода *AB* активная проводимость падает от положительного значения до нуля. В следующий интервал *BD* нарастают собственные колебания с резонансной частотой, достигая максимальной амплитуды, когда проводимость снова становится равной нулю. Затем следует период подавления *EF*, где колебания гасятся. Выходной сигнал сверхгенеративного приемника состоит поэтому из последовательности радиочастотных импульсов, появляющихся в интервалах с частотой подавления. Чтобы избежать искажений, частота подавления колебаний должна быть в несколько раз больше максимальной частоты модуляции. Если максимальная амплитуда, которой достигают колебания, не ограничивается кривизной характеристики лампы, то эта амплитуда будет пропорциональна сигналу в начальный

момент нарастания колебаний. Тогда говорят, что приемник работает в линейном режиме, показанном на рис. 16.1, б (111). Если амплитуда колебаний ограничивается характеристикой лампы, то амплитуда выходного импульса остается постоянной, но приращение площади огибающей кривой выходного сигнала будет пропорционально логарифму амплитуды сигнала. Такой логарифмический режим показан на рис. 16.1, б (1111).

В супергетеродинном приемнике высокочастотный сигнал после предварительного усиления или без него подводится к смесителю или преобразователю. В этот смеситель вводится также, как показано на рис. 16.2, немодулированный сигнал местного высокочастот-

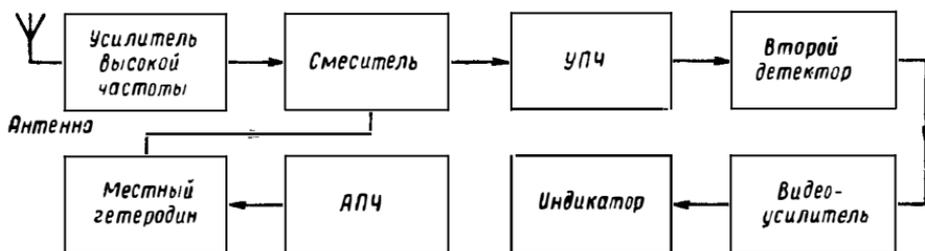


Рис. 16. 2. Блок-схема супергетеродинного приемника.

ного гетеродина, амплитуда которого в смесителе велика по сравнению с амплитудой входного высокочастотного сигнала. На выходе смесителя сигнал содержит много частотных составляющих, в том числе составляющую с разностной частотой, нужное значение которой может быть установлено посредством настройки гетеродина. Этот сигнал промежуточной частоты с соответствующими боковыми полосами модуляции затем усиливается до уровня, необходимого для детектирования. Амплитудное преобразование в смесителе по существу является линейным и имеет хорошую эффективность. При отсутствии избирательных цепей на частоте сигнала такой приемник также будет принимать «зеркальный» сигнал, частота которого отличается от частоты сигнала на величину, равную удвоенной промежуточной частоте.

Настройка приемника на частоту сигнала может поддерживаться с помощью схемы автоматической подстройки частоты (АПЧ), действующей на гетеродин. Хотя местный гетеродин может являться источником дополнительных шумов, супергетеродинный приемник характеризуется высокой чувствительностью и фактически находит на сверхвысоких частотах почти универсальное применение. Полоса пропускания до детектора определяется шириной полосы УПЧ и может быть, таким образом, расширена лишь при использовании нескольких когерентных местных гетеродинов. В одной из таких систем [42] для получения необходимого спектра в смеситель вводится принимаемый сигнал СВЧ и напряжение с более низкой частотой на УВЧ; в другой системе [68] для достижения широкой

полосы пропускания и обеспечения свойственной супергетеродинам высокой чувствительности используются два синхронизированных гетеродина с качающейся частотой. Спектр частот в диапазоне от 2 до 4 Гц с интервалами между соседними частотами от 50 до 250 Мгц может быть получен от гетеродина, использующего ЛБВ, путем непосредственного умножения частоты [70].

Как при детектировании, так и при смещении используются нелинейные свойства устройства для преобразования энергии сигнала в энергию другой частоты; используемые в настоящее время методы являются более совершенными по сравнению с прежним когерером Лоджа [141]. Было показано [30, 189, 210], что для детектирования могут быть использованы термоэлектронные диоды, конструкция которых обеспечивает малое время пролета электронов и малую межэлектродную емкость. В одном диоде [99] катод и анод образуют коаксиальную линию, вдоль которой распространяется высокочастотная энергия; образцы хорошо работают в области частот 1,2—35 Гц, но только при довольно высоких уровнях на входе. Небольшие коаксиальные и плоские диоды [59, 60] укреплялись поперек волновода сечением  $23 \times 10$  мм, но эффективность и шумовая характеристика при низком уровне несущей частоты 9 Гц оказались плохими.

При другом методе сигнал можно вводить в резонансную полость отражательного клистрона, на отражатель которого подавалось такое смещение, чтобы он сортировал электроны по их высокочастотной скоростной модуляции. Устройство с электронным лучом [159], использующее полосу режекции периодического магнитного фокусирования, обладало хорошей чувствительностью и большим перекрытием по частоте. В детекторе подобного типа использован [37] модулированный по плотности луч, который дрейфует в пространстве, свободном от внешних полей, и рассеивается в направлении цилиндрического коллектора; если последний выполнен из резистивного материала, то возникает напряжение, которое является функцией модулирующего сигнала. В другом детекторе для обеспечения резонансной системы используется циклотронное движение электронов в пучке. Настройка производится изменением прикладываемого магнитного поля. Циклотронное движение наблюдается при пропускании через сетку электронов, движущихся по спирали; перехватываемый при этом ток имеет наибольшее значение при резонансе и пропорционален высокочастотному сигналу. Один из образцов работал в диапазоне частот 65—650 Мгц. Типовые значения полосы и чувствительности с возможными отклонениями составляли 4 Мгц и  $2 \cdot 10^{-8}$  вт. В качестве широкополосных смесителей [114] и детекторов [328, 413] рассматривались также электронные лампы.

Из твердых тел было предложено использовать в качестве детектора намагнитенные ферриты [36, 243] и произведен анализ [136] их работы в качестве смесителя [200, 246, 398]. Также было предложено [9] воспользоваться явлением Холла в полупроводнике, но полученная при этом эффективность оказалась низкой. Материал

помещался в резонансной полости [402] так, что на него воздействовали магнитное поле, создаваемое местным гетеродином, и перпендикулярное высокочастотное электрическое поле сигнала. Мгновенное значение образующейся при этом электродвижущей силы Холла пропорционально произведению полей местного гетеродина и сигнала, в результате чего эта э. д. с. имеет составляющие с суммарной и разностной частотами. Туннельные диоды, рассмотренные в разд. 17.1.2, нашли применение в приемниках сверхвысоких частот [363, 366, 390, 416]. Однако схемы, в которых используются полупроводниковые диоды с точечным контактом, оказались наилучшими по сравнению с другими методами детектирования и смещения и нашли широкое применение в области сверхвысоких частот. Они будут описаны в разд. 16.2.

### 16.1.2. Шумы в цепях

Важным источником случайных флуктуаций является тепловой шум (шум Джонсона), обусловленный тепловым возбуждением в сопротивлении, которое может быть представлено как генератор шумового напряжения; внутреннее сопротивление этого генератора равно нулю и он соединен последовательно с сопротивлением  $R$ . Средний квадрат напряжения генератора  $\bar{V}^2$ , где  $V$  представляет напряжение при холостом ходе, определяется выражением [418, 419, 420]

$$\bar{V}^2 = 4kT\nu_b R. \quad (16.1)$$

Генератор шума также может быть представлен в виде источника среднего квадрата тока  $\bar{I}^2$ , где  $I$  представляет ток в режиме короткого замыкания; источник тока, зашунтированный бесконечно большим сопротивлением, соединен параллельно с сопротивлением, имеющим проводимость  $G$ , так что

$$\bar{I}^2 = 4kT\nu_b G. \quad (16.2)$$

Оба эти соотношения были выведены Найквистом [185], использовавшим методы статистической механики, утверждающей, что в среднем с каждой степенью свободы связана энергия  $\frac{1}{2} kT$  Дж. Сопротивление не обязательно должно создаваться реальным резистором: оно может возникнуть, например, благодаря шунтирующему действию настроенного контура [380]. Спектр шума Джонсона является плоским и известен под названием «белый шум». Максимальную мощность шума сопротивление как генератор шума отдает при согласованной нагрузке на такое же по величине сопротивление. Таким образом, номинальная мощность шума определяется хорошо известным выражением

$$P_N = (\bar{V}/2)^2 / R = kT\nu_b, \quad (16.3)$$

которое, как видно, не зависит от  $R$ . При комнатной температуре номинальная мощность спектрального шума  $P_{N\nu}$  составляет  $0,4 \cdot 10^{-20}$  *вт/сек*. Мощность шума на высоких частотах и при низких температурах определяется более точным соотношением

$$P_N = h\nu (e^{h\nu/kT} - 1)^{-1} \nu_b, \quad (16.4)$$

которое сводится к уравнению (16.3) при  $h\nu \ll kT$ , т. е. когда  $\nu/T \ll 20$  *Гц/°К*.

Выходная мощность шума источников часто выражается через эквивалентную шумовую температуру  $T_N$ , которая является температурой пассивного резистора, генерирующего эквивалентную номинальную мощность шума. Коэффициент шумовой температуры  $t_N$ , являющийся нормализованной и безразмерной величиной, определяется [261] как отношение максимальной мощности шума на выходе источника к номинальной мощности теплового шума, которую источник генерировал бы при комнатной температуре. Эти параметры связаны соотношением

$$t_N = T_N/T_0. \quad (16.5)$$

Часто удобнее иметь дело с избыточным шумом  $t_N - 1$ , который практически может быть больше или меньше нуля. Если генератор с коэффициентом шумовой температуры  $t_{Ng}$  подсоединен к цепи с потерями  $L$  и коэффициентом шумовой температуры  $t_{Nn}$ , то шумы на выходе цепи определяются соотношением

$$t_N - 1 = \frac{1}{L} (t_{Ng} - 1) + \left(1 - \frac{1}{L}\right) (t_{Nn} - 1). \quad (16.6)$$

На сверхвысоких частотах внутренние шумы в приемнике часто являются фактором, ограничивающим рабочие характеристики; это приводит к понятию коэффициента или фактора шума [76, 183, 184, 376, 401], имеющего несколько определений. В одном методе производится сравнение отношения мощности сигнала к мощности шума для условий, когда сопротивление на входе системы имеет стандартную температуру, с таким же отношением на выходе. Тогда  $F$  определяется путем деления отношения сигнал/шум на входе на отношение сигнал/шум на выходе. Полоса частот усиливаемого приемником шума определяется интегралом

$$\nu_b = \frac{1}{g_P} \int_0^{\infty} g_P(\nu) d\nu, \quad (16.7)$$

где  $g_P(\nu)$  представляет зависимость усиления по мощности от частоты, а  $g_P$  — максимальное усиление. Так как все каскады приемника вносят добавочный шум, то  $F$  всегда больше единицы. Если за одним каскадом с коэффициентом шума  $F_1$  и усилением  $g_P$ , следует другой каскад с параметрами  $F_2$ ,  $g_{P_2}$  и т. д. и если предположить,

<sup>1</sup> Правильнее с коэффициентом избыточного шума. (Прим. ред.)

что коэффициент шума, отнесенный к средней частоте или полосе частот данного каскада, меньше, чем в предыдущем каскаде, то общий коэффициент шума определяется выражением

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{g_{P_1}} + \frac{F_3 - 1}{g_{P_1} g_{P_2}} + \dots \quad (16.8)$$

Уравнение (16.8) показывает, что при достаточном усилении отношение сигнал/шум приемника определяется преимущественно первым каскадом. Если в первом каскаде вместо усиления происходит ослабление, то  $g_P$  будет меньше единицы и, заменив его на  $L^{-1}$ , получим видоизмененное уравнение (16.6). Уравнение (16.8) было распространено [98, 106] на случай, когда выходное сопротивление цепи является отрицательным; взаимозаменяемая мощность источника определяется как стационарное значение выходной мощности, полученной при произвольном изменении выходного тока (или напряжения).

Коэффициент шума цепи определяется для стандартизированных условий, при которых источник, соединенный с входными клеммами, находится при референсной температуре  $T_0$ . Тогда отнесенную ко входу шумовую температуру, равную величине  $FT_0$ , можно представить состоящей из двух составляющих:  $T_0$  — шумовой температуры физически существующего источника и члена  $(F - 1)T_0$ , отражающего эффективные шумы, вносимые схемой. Таким образом, коэффициент шума может быть также определен как отношение полной шумовой температуры на входе к референсной температуре. Величина  $(F - 1)T_0$  является непосредственной мерой шумовых свойств схемы и для идеального приемника равна нулю. Когда эффективная температура схемы ниже температуры  $T_0$ , шумовую характеристику лучше выражать, используя абсолютную величину — эффективную шумовую температуру; эта температура определяется как

$$T_N = (F - 1)T_0 \quad (16.9)$$

и представляет шумовую температуру в градусах Кельвина, отнесенную к входным клеммам, когда цепь соединена с генератором, температура которого равна абсолютному нулю. Независимость  $T_N$  от температуры на входе делает ее применение особенно ценным при сравнении мал шумящих усилителей, питаемых от источников с низкой температурой [329, 341]. Упомянутые выше соотношения видоизменяются, когда в приемнике имеется два высокочастотных канала, в одном из которых могут отсутствовать сигнал и (или) шум.

### 16.1.3. Шум в электронных пучках

Дискретная природа электронов, формирующих пучок, приводит к генерации шума с частотными составляющими от нуля до сверхвысоких частот. Такой дробовый эффект впервые был изучен

Шотки [229], который предположил, что электроны излучаются катодом независимо с максвелловским распределением скоростей. Тогда средний квадрат флюктуаций конвекционного электрического тока будет равен

$$\bar{I}^2 = 2eI_0 v_b = 3,204 \cdot 10^{19} I_0 v_b. \quad (16.10)$$

Было показано [207, 231], что дробовой эффект уменьшается, когда электронная эмиссия ограничена пространственным зарядом. В этом случае флюктуация тока определяется выражением

$$\bar{I}^2 = 2e\Gamma^2 I_0 v_b. \quad (16.11)$$

Коэффициент уменьшения шума  $\Gamma$  благодаря пространственному заряду равен приблизительно единице, если температурное ограничение уменьшает ток пространственного заряда в 20 и более раз. Шум может быть введен в ранее бесшумный луч, если электроны беспорядочно сталкиваются с препятствием или минуют его при некотором среднем перехвате тока. Такой шум называется шумом распределения, определяемым флюктуациями перехватываемого тока, вводящими компенсирующие [268] флюктуации в основной луч. Если перехватываемый ток мал, то шум луча с большой точностью равен первоначальному значению плюс чисто дробовой шум тока перехвата электронов. Изменение скорости отдельных электронов, покидающих катод, дает в результате флюктуации средней скорости, которая определяется выражением [192, 197]

$$\bar{v}^2 = (4 - \pi) e v_b kT_c / m I_0. \quad (16.12)$$

В диодах с ограничивающим пространственным зарядом существует минимум потенциала  $V_{\min}$ , который ограничивает ток катода до тока луча, устанавливаемого так, чтобы удовлетворять соотношению

$$I_0 = I_c \exp(-eV_{\min}/kT_c). \quad (16.13)$$

Если ток поддерживается постоянным, то дифференцирование уравнения (16.13) показывает, что для уничтожения шумового тока  $V_{\min}$  должно флюктуировать в пределах, определяемых выражением

$$\bar{V}_{\min}^2 = 2kT_c (kT_c/eI_0) v_b. \quad (16.14)$$

Величина  $(kT_c/eI_0)$  представляет электронное сопротивление диода между катодом и положением минимума потенциала. Пирс [196] использовал уравнение (16.12) для иллюстрации того, что дробовой шум можно представить шумовым током в анодной цепи, равным

$$\bar{I}^2 = 3(4 - \pi) kT_c G_e v_b. \quad (16.15)$$

Когда период высокой частоты становится сравнимым с временем пролета электронов, шум будет функцией частоты. Шум электронной лампы фактически управляется скоростью шума и током шума в точ-

ке минимума потенциала или вблизи от нее. Скорость шума определяется приблизительно уравнением (16.12), а ток шума был предметом многочисленных исследований [97, 242, 284]. Этот шум можно оценить, в частности [282] исходя из предположения, что влияние флюктуаций в точке  $V_{\min}$  на высоких частотах уменьшается шунтирующей емкостью между точкой минимума потенциала и катодом. По-видимому, предположение о том, что полный дробовой шум не коррелирован с распределением скоростей, приводит к завышенно шуму пучка.

#### 16.1.4. Шумы в электронных лампах

Сигнал на выходе электронной лампы никогда не является идеальной периодической волной: она всегда немного искажается случайными флюктуациями [250]. Этот шум может быть функцией как электронных процессов внутри лампы, так и свойств фильтров, входящих в сверхвысококачественные цепи. Сигнал на выходе лампы обычно состоит из несущей, фонового шума и случайных боковых полос, возникающих в результате как амплитудной, так и частотной модуляции; все эти составляющие между собой могут быть скоррелированными или нескоррелированными. Например, обычно в электронных лампах возникают дробовой шум [219, 220, 375], шум распределения [14] и шумы, связанные с временем пролета электронов [121, 289].

Хорошо известно, что в выходных каскадах приемника шумы могут быть обусловлены смесителем или усилителем слабых сигналов, или тем и другим вместе. Такие шумы также могут создаваться генераторами на электронных лампах, входящими в состав оборудования СВЧ. Например, шум фона в электронных лампах обусловлен дискретной природой электронного потока и занимает широкую область частот. Если лампа соединена с резонатором, спектр такого шума изменяется по закону  $\nu^{-2}$ . Шумы с широкой полосой на выходе гетеродина супергетеродинного приемника создают биения с несущей, производя боковые полосы на промежуточной частоте. Для типичного отражательного клистрона 723А/В плотность мощности шума составляет  $2 \cdot 10^{-18}$  *вт/гц* при разделении от несущей частоты в 30 *Мгц*. Поскольку такая лампа генерирует мощность около 50 *вт*, уровень шума в полосе 1 *гц* будет приблизительно на 164 *дб* ниже уровня несущей. Если для смесителя приемника требуется мощность гетеродина 1,5 *вт*, то такая лампа также вносит шум  $6 \cdot 10^{-20}$  *вт·сек*.

Случайные флюктуации вблизи несущей частоты передатчика на электронных лампах также могут вносить шум в приемник [337]. Можно считать, что такие флюктуации возникают в результате одновременного существования боковых полос с чисто амплитудной и с чисто частотной модуляцией, с полной корреляцией, если та и другая вызываются одним и тем же событием, и с нулевой корреляцией, если это не так. Такой шум может быть обусловлен явле-

нием мерцания; это явление впервые наблюдалось Джонсоном [115], и Шотки [230] показал, что оно связано с работой выхода катода и имеет типичный спектр, изменяющийся по закону  $\nu^{-1}$ . Шум, обусловленный явлением мерцания и другими причинами, например дрейфом и микрофонным эффектом, может оказаться большим, но его возможно уменьшить путем тщательного конструирования лампы, а также избегая систем, требующих детектирования на звуковой частоте сигналов.

Обычно рассматривались частотно-модулированный шум, имеющий значение на практике [264, 281], и частотная модуляция гауссовым шумом [166, 265]. Эти флуктуации можно уменьшить, если

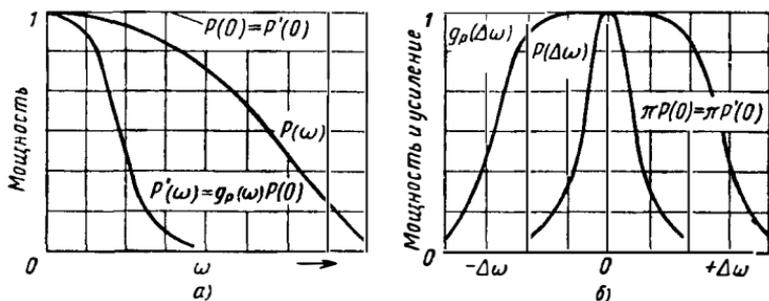


Рис. 16. 3. Шумы частотной модуляции в генераторах: а—энергетические спектры сигнала модуляции; б—усиление фильтра по мощности и энергетический спектр немодулированной несущей.

пропускать выходной сигнал генератора через узкополосный фильтр. Стюарт [257] показал, что благодаря этому первоначальный энергетический спектр  $P(\omega)$ , показанный на рис. 16.3, а, умножается на низкочастотный эквивалент функции усиления по мощности фильтра  $g_p(\omega)$ , так что  $P(0)$  и  $P'(0)$  нового энергетического спектра равны. Средний квадрат девиации модулированной несущей и эквивалентной ширины полосы шума уменьшается, таким образом, прямо пропорционально отношению полос спектров  $P(\omega)$  и  $P'(\omega)$ . Фильтр вводит также амплитудные флуктуации благодаря непостоянству амплитудной и нелинейности фазовой характеристик и может воспроизводить негауссову частотную модуляцию. Энергетический спектр частотно-модулированной несущей узок и непрерывен, с шириной полосы по точкам с половинной мощностью, равной  $\pi P(0)$ , как показано на рис. 16.3, б. Ширина полосы зависит только от интенсивности эквивалентного энергетического спектра модулирующего шума на нулевой частоте и вблизи от нее и она немного больше, чем полоса, связанная с временем фазовой корреляции несущей.

Пусть, например, модулируемый благодаря изменению реактивного сопротивления генератор имеет резонансный контур с шириной полосы общего шума  $\nu_b$ ; предположим, что при изменении

напряжения на сетке на 1 в частота генерации изменяется на  $\nu_g$ . Шум, приписываемый электронам, считается «белым», если ширина полосы превышает  $\frac{1}{2}\nu_b$ , при этом шум лампы представляется сопротивлением  $R_b$ , включенным последовательно с сеткой. Средний квадрат обусловленного шумом отклонения частоты в половинной полосе  $\frac{1}{2}\nu_b$  определяется для  $T \simeq 290^\circ \text{ К}$  выражением

$$\overline{\nu_d^2} = 2kTR_e \nu_b \nu_g^2 = 8 \cdot 10^{-21} R_e \nu_b \nu_g^2. \quad (16.16)$$

Спектральная плотность шума на нулевой частоте модуляции составляет  $4kTR_e \nu_g^2$ , и, таким образом, ширина полосы энергетического спектра частотной модуляции по точкам с половинной мощностью равна

$$\nu_{bF} = 4\pi kTR_e \nu_g^2 = 5 \cdot 10^{-20} R_e \nu_g^2. \quad (16.17)$$

Если  $R_e = 1000 \text{ ом}$  и  $\nu_s = \nu_g = 2 \cdot 10^6 \text{ гц}$ , то  $\nu_d = 8 \text{ гц}$  и  $\nu_{bF} = 0,002 \text{ гц}$ . Были также рассмотрены шумы частотной модуляции для специальных видов клистронов [15, 263] и магнетронов [258, 362]; в последних лампах высокочастотная цепь является широкополосной и типичные девиации шума составляют около 3 кГц.

## 16.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

### 16.2.1. Выпрямление

Диод, состоящий из полупроводника в контакте с металлом, выпрямляет благодаря образуемому при этом потенциальному барьеру [175, 233, 240, 271]. Как показано на рис. 16.4, *a*, если энергия электронов в выпрямителе *n*-типа меньше энергии, которую они имеют на нижней границе зоны проводимости в полупроводнике, то электроны будут течь из полупроводника в металл. Эти электроны будут оставлять за собой эквивалентное количество примесных центров, имеющих положительные заряды, которые, в свою очередь, будут наводить на поверхности металла равный отрицательный заряд. Результирующее электрическое поле увеличивает энергию, необходимую для удаления электронов из полупроводника, и поэтому понижает уровень зоны проводимости. Это поле будет возрастать, а уровень зоны проводимости падать до тех пор, пока не будет достигнуто равновесие, при котором число электронов, проходящих в обоих направлениях, будет одним и тем же и возникнет поверхностный потенциальный барьер. Если  $\varphi_m$  и  $\varphi_s$  — энергии выхода соответственно из металла и полупроводника, то высота барьера может быть выражена так:

$$eV_d = \varphi_m - \varphi_s, \quad (16.18)$$

где  $V_d$  — потенциал диффузии. В выпрямителе *p*-типа электроны текут из металла в полупроводник, чтобы заполнять дырки в за-

полненной зоне. Примесные центры вблизи поверхности, которые ранее были захвачены электронами из заполненной зоны, теперь создают область отрицательного заряда, который на поверхности металла наводит положительный заряд. Наведенное поле поднимает верхнюю границу заполненной зоны до тех пор, пока не установится равновесие, образуя потенциальный барьер прохождению дырок, как показано на рис. 16.4, б.

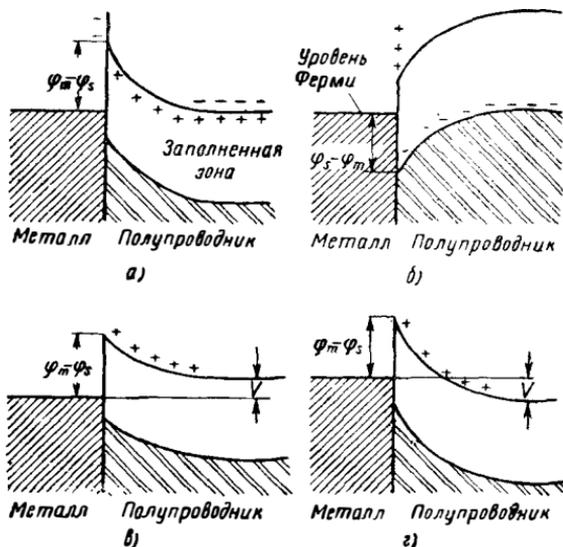


Рис. 16. 4. Выпрямление на полупроводниковом барьере:

а и б — образование потенциального барьера соответственно с полупроводниками *n*- и *p*-типа; в и г — условия при подаче на металл напряжения смещения, соответственно положительного и отрицательного. (См. [56].)

Предположим, что внешнее напряжение  $V$  прикладывается так, что металл становится заряженным положительно, а полупроводник, который предполагается *n*-типа, — отрицательно заряженным. Поле, обусловленное потенциальным барьером, уменьшится, а уровень зоны проводимости поднимется, как показано на рис. 16.4, в. Электронам, текущим из полупроводника в металл, теперь потребуется меньшая энергия, чтобы пройти барьер, и ток будет возрастать с увеличением  $V$  согласно соотношению

$$I = Ae N_d \left( \frac{kT}{2\pi m} \right)^{1/2} e^{-eV_d/kT} (e^{eV/kT} - 1), \quad (16.19)$$

где  $A$  — площадь контакта, а  $N_d$  — плотность доноров. Когда напряжение прикладывается в обратном направлении, как показано на рис. 16.4, г, электроны, для того чтобы пройти барьер, должны еще приобрести энергию  $(\Phi_m^* - \Phi_s)$ , и для малых напряжений урав-

нение (16.19) снова имеет силу. Поскольку ток не одинаков для различных направлений прикладываемого напряжения, контакт обладает характеристикой выпрямления.

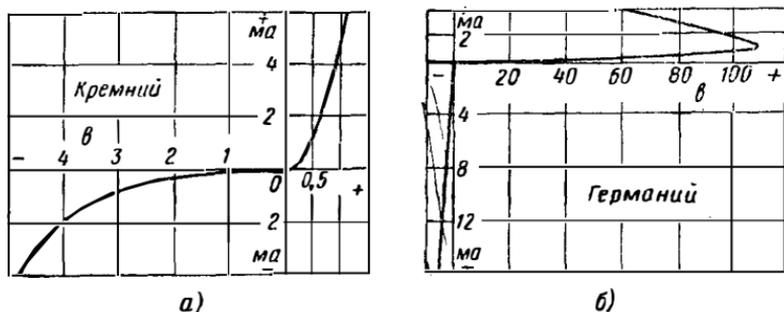


Рис. 16. 5. Вольтамперные характеристики полупроводниковых выпрямителей:

а — кремниевого выпрямителя  $n$ -типа; б — германиевого выпрямителя  $p$ -типа.

В случае материалов  $p$ -типа ток течет, когда внешнее поле снижает верхнюю границу заполненной зоны, т. е. когда металл заряжен отрицательно. Пригодными для этого полупроводниками являются кремний [160, 226], германий и некоторые интерметаллические соединения.

Типичные вольтамперные характеристики кремния  $n$ -типа и германия  $p$ -типа показаны соответственно на рис. 16.5, а и б. Уравнение (16.19) основывается на простой модели эмиссии диода, но были выведены и другие соотношения [296, 297, 298], использующие теорию диффузии с предположениями ограниче-

ния скорости дрейфа, барьера Мотта и барьера Шотки. Эти соотношения вместе с уравнением (16.19) содержат  $\bar{V}$  в показателе степени, хотя эксперимент показывает, что выпрямление нечувствительно к работе выхода. Были разработаны теории [151], в которых контакт рассматривался как  $p$ - $n$  переход или как поверхностные энергетические состояния. Рассмотренные здесь диоды обладают изменяющимся сопротивлением; диоды с изменяющейся емкостью рассматриваются в разд. 17.3.3.

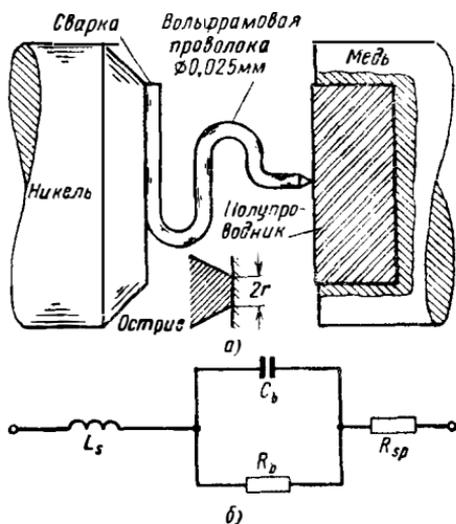


Рис. 16. 6. Контакт полупроводникового выпрямителя:

а — механическая конструкция; б — эквивалентная схема.

Механические детали типичного выпрямляющего контакта показаны на рис. 16.6, а. Эквивалентная схема, данная на рис. 16.6, б, полезна при практическом конструировании. Нелинейное барьерное сопротивление  $R_b$  шунтируется барьерной емкостью  $C_b$ ;  $R_{sp}$  представляет сопротивление полупроводника от металлической контактной пружины до основного полупроводника, а  $L_s$  — последовательную индуктивность контактной пружины. При круговой площади контакта радиусом  $r$  сопротивление растекания определяется выражением

$$R_{sp} = (4\sigma r)^{-1}. \quad (16.20)$$

Типичное значение  $r$  равно  $2 \cdot 10^{-3}$  мм, что дает для кремния сопротивление  $R_{sp}$ , равное приблизительно 25 ом. Барьерная емкость определяется формулой

$$C_b = 27,7 \cdot 10^{-6} \varepsilon r^2 / \omega, \quad (16.21)$$

где  $\omega$  — толщина барьерного слоя, равная приблизительно  $10^{-5}$  мм. Если  $\varepsilon = 11$ , то емкость составляет примерно 0,1 пф; типичное рабочее значение  $R_b$  равно 250 ом, а  $L_s$  — приблизительно  $2 \cdot 10^{-9}$  гн. На данной частоте  $R_b$  и  $C_b$  можно заменить последовательной комбинацией  $R_1$  и  $C_1$ , где

$$\frac{1}{\omega C_1} = \frac{1}{\omega C_b} \left[ 1 + \frac{1}{(\omega C_b R_b)^2} \right]^{-1}, \quad (16.22)$$

$$R_1 = R_b [1 + (\omega C_b R_b)^2]^{-1}. \quad (16.23)$$

Схему можно заменить более простой, в которой  $R_{sp}$  и  $L_s$  представлены индуктивностью  $L_2$ , параллельной с сопротивлением  $R_2$ ; в этом случае

$$\omega L_2 = \omega L_s - \frac{1}{\omega C_1} + (R_{sp} + R_1)^2 \left( \omega L_s - \frac{1}{\omega C_1} \right)^{-1}, \quad (16.24)$$

$$R_2 = R_{sp} + R_1 + \left( \omega L_s - \frac{1}{\omega C_1} \right)^2 (R_{sp} + R_1)^{-1}. \quad (16.25)$$

Если  $\omega L_s < \left( \frac{1}{\omega C_1} \right)$ , то уравнение (16.24) определяет величину  $\left( \frac{1}{\omega C_2} \right)$ , где  $C_2$  — емкость, параллельная сопротивлению  $R_2$ .

Хотя такие полупроводящие контакты более или менее стабильны в работе, они подвержены подгоранию при чрезмерных электрических перегрузках. Обычно считается, что подгорание происходит из-за высокой температуры, возникающей [269, 271] вследствие омического нагревания сопротивления растекания полупроводника или вследствие рассеяния энергии электронами при прохождении ими барьера. На рис. 16.7, а показано, что температура возрастает до некоторого установившегося значения, при котором образующееся тепло рассеивается в массе материала. Для достаточно короткого времени температура пропорциональна рассеянной энер-

гин, тогда как установившаяся температура пропорциональна приложенной мощности. На рис. 16.7, б показано, что с увеличением расстояния от контакта температура падает. Устойчивость к под-

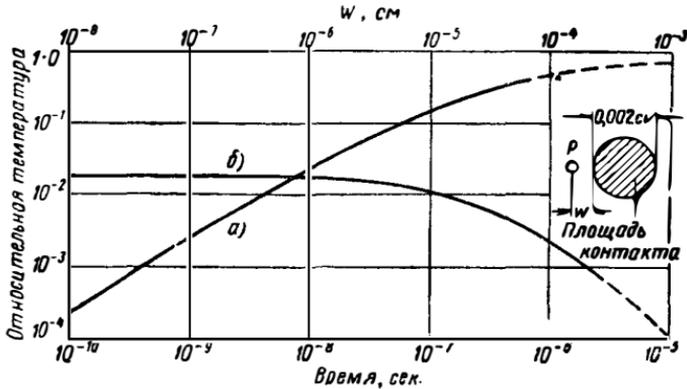


Рис. 16. 7. Температура полупроводникового контакта. Температура в точке  $P$  дана в значениях окончательно установившейся температуры.  $a$  — относительная температура как функция времени для  $w=10^{-4}$  см;  $б$  — относительная температура как функция радиального расстояния  $w$  для времени  $t=10^{-9}$  сек. (См. [271].)

горанию достигается за счет выбора формы и давления контактной пружины и типа примеси; типичные энергия и мощность подгорания равны 0,1 эрг и 100 мвт.

### 16.2.2. Детектирование сигналов с малым уровнем

На сверхвысоких частотах полупроводниковый выпрямитель может быть представлен генератором тока  $I$ , шунтируемым сопротивлением  $R$ , равным сопротивлению выпрямителя по постоянному току. Характеристики типичного кремниевого выпрямителя при изменении мощности на частоте 3,3 Гц показаны на рис. 16.8. Для очень слабых входных сигналов сопротивление по постоянному и переменному току обратно крутизне наклона вольтамперной характеристики в рабочей точке и равно нескольким тысячам ом. В этой области выпрямленные ток и напряжение пропорциональны высокочастотной мощности, так что характеристика является квадратичной. На рис. 16.8 видно, что для мощности, превышающей  $10^{-5}$  вт, этот закон не выполняется, а сопротивление переменному току резко падает. При малых уровнях входного сигнала чувствительность по току  $\beta$  определяется отношением выпрямленного тока короткого замыкания к поглощаемой высокочастотной мощности, так что

$$\beta = \frac{I}{P}. \quad (16.26)$$

На низких частотах чувствительность по току определяется выражением

$$\beta_0 = \frac{e}{2kT} \left[ 1 + \left( \frac{R_{sp}}{R_b} \right)^2 \right]^{-1}, \quad (16.27)$$

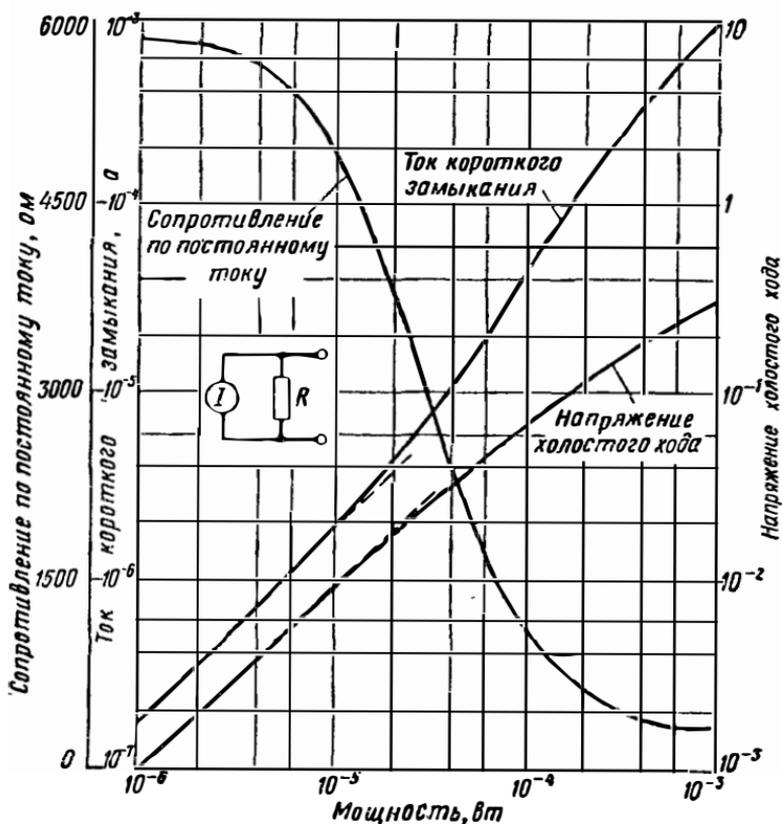


Рис. 16. 8. Характеристики типичного полупроводникового выпрямителя с точечным контактом.

Частота 3,3 Гц. Материал — кремний *n*-типа. Выходные характеристики отличаются от квадратичных при входной мощности, превышающей  $10^{-5}$  вт. (См. [271].)

а с учетом уравнения (16.23) на высоких частотах она становится равной

$$\beta = \beta_0 \left( 1 + \frac{\omega^2 C_b R_{sp} R_b^2}{R_b + R_{sp}} \right)^{-1}. \quad (16.28)$$

На низких частотах эта чувствительность равняется 10 мкА/мквт, уменьшаясь приблизительно до 5 мкА/мквт на частоте 3 Гц, до 2 мкА/мквт на частоте 30 Гц и до более низких значений на более

высоких частотах, в зависимости от параметров того или иного диода.

При наличии постоянного смещения полупроводящий контакт выходит из состояния термодинамического равновесия и возникают шумы, отличающиеся от чисто теплового шума. Например, при обратном смещении возникает дробовой шум, вызываемый флуктуациями потенциального барьера. На низких частотах преобладает шум, обусловленный явлением мерцания, который для полупроводников хорошо изучен [31, 33, 146, 147, 153, 202, 292]. Этот шум характеризуется обобщенным выражением

$$\bar{I}^2 \simeq I_0^m / \nu^n, \quad (16.29)$$

где индексы  $m$  и  $n$  зависят от вида рассматриваемой модели. Например, теория Петритца [193, 194] ведет к закону вида  $\nu^{-1}$  с отклонениями  $\pm 3$  дБ почти в пятидесятилетнем диапазоне частот. Были проведены некоторые измерения шума мерцания [22, 107, 108, 140, 170, 283]; Никол [182] обнаружил, что на частоте 45 Мгц этот шум может оказаться больше дробового и быть значительным на частотах до 1 Ггц. Эти дополнительные источники шума должны учитываться при анализе характеристик диодов с точечным контактом, относя такие шумы к эффективной шумовой температуре. В схемах детектирования для выделения постоянного тока или видеосигналов диоды обычно включаются в цепь сетки усилительной электронной лампы [65, 403]. Уравнение (16.26) определяет напряжение на сетке, которое равно

$$V_g = \beta PR. \quad (16.30)$$

Таким образом, напряжение на выходе усилителя будет

$$V_{\text{вых}} = \beta g_V PR. \quad (16.31)$$

Средний квадрат полного напряжения шума на выходе лампы равен сумме средних квадратов напряжений, создаваемых шумовым сопротивлением диода  $t_N R$  и шумовым сопротивлением усилителя  $R_A$ ; среднеквадратичное значение равно

$$V_{N, \text{вых}} = g_V [4kT\nu_b (t_N R + R_A)]^{1/2}. \quad (16.32)$$

Комбинирование уравнений (16.31) и (16.32) позволяет получить отношение сигнал/шум по мощности на выходе

$$S_{N, \text{вых}} = (V_{\text{вых}}/V_{N, \text{вых}})^2 = M^2 P^2 (4kT\nu_b)^{-1}, \quad (16.33)$$

где множитель

$$M = \beta R (t_N R + R_A)^{-1/2} \quad (16.34)$$

является показателем качества диода как детектора сигналов с малым уровнем.

### 16.2.3. Параметры смесителей

Анализ [10, 145, 150, 188, 239, 260] смесительных свойств полупроводниковых диодов на сверхвысоких частотах показывает, что преобразование обусловлено воздействием мощности местного гетеродина на барьер. Все полупроводники имеют один и тот же предел изменения сопротивления, определяемый максимальным значением коэффициента при  $V$  в показателе степени уравнения (16.19); этот коэффициент равен

$$\frac{e}{kT} \approx 40(\text{вольт})^{-1}. \quad (16.35)$$

Активную проводимость диода можно разложить в ряд Фурье по частоте гетеродина. Если к этой проводимости прикладывается напряжение с частотой сигнала, можно получить уравнение цепи в значениях токов промежуточной частоты, зеркальной частоты и бесконечного спектра других частот. Поведение смесителя может быть определено через коэффициенты ряда Фурье активной проводимости и полную проводимость цепи переменного тока смесителя на всех частотах. Если высокочастотный источник одинаково согласован со смесителем на частоте сигнала и на зеркальной частоте, смеситель будет широкополосного типа в противоположность узкополосному, когда нагрузка для зеркальной частоты соответствует холостому ходу или короткому замыканию. Обычно используются смесители широкополосного типа.

В процессе смешения диод вносит потери преобразования  $L_c$ , определяемые [204] как отношение номинальной мощности входного сигнала к номинальной мощности сигнала на промежуточной частоте. Таким образом, коэффициент потерь при широкополосном преобразовании никогда не может быть меньше 2, так как сколько энергии сигнала преобразуется и поглощается в нагрузке для зеркальной частоты [100, 288], столько же преобразуется и поглощается в нагрузке для промежуточной частоты.

Наименьшие возможные потери, обусловленные барьером, были вычислены Маккоем [144] и показаны на рис. 16.9, *a* сплошной линией, как функция сигнала гетеродина в произвольных единицах. Сопротивление растекания полупроводника и емкость барьера действуют как паразитные элементы и увеличивают  $L_c$  в  $\left(\frac{R_1 + R_{sp}}{R_1}\right)$  раз, где  $R_1$  определяется уравнением (16.23). Наименьшее паразитное уменьшение происходит от деления дополнительных потерь поровну между двумя элементами, как показано на рис. 16.9, *a* пунктирными кривыми; они относятся к характеристике германиевого диода 1N263 на частоте 9,3 Гц. При условии равного возрастания потерь преобразования, вызванных паразитными элементами, действительные потери преобразования можно представить приближенным выражением

$$L_s = L_b (1 + 4\pi\nu C_b R_{sp}), \quad (16.36)$$

где  $L$  — потери, обусловленные только одним барьером. Для типичного кремниевый или германиевый диода второй член в круглых скобках приблизительно равен 0,25, а  $L_b$  около 2,7, так что потери преобразования на частоте 70 Гц равны 8. Такие высокие потери связаны с большим уровнем напряжения гетеродина, приводящего к увеличению шумовой температуры; типичное значение ее на частоте 70 Гц равно 7000° К.

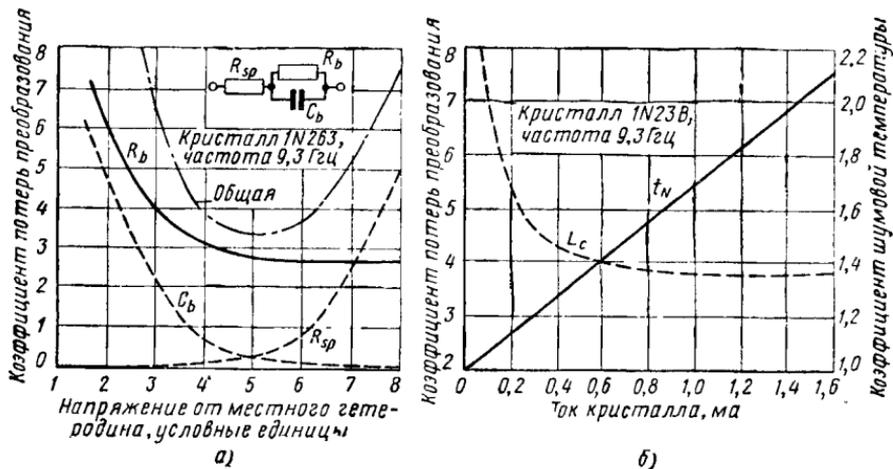


Рис. 16. 9. Потери преобразования и шумовая температура смесителя с точечным контактом:

а — вычисленные значения потерь преобразования как функция параметров кристалла; б — экспериментальные значения потерь преобразования и шумовой температуры. (См. [144].)

Теоретически и экспериментально было показано [162, 163], что  $C_b R_{sp}$  имеет минимальное значение, определяемое выражением

$$C_b R_{sp} \approx r e^{1/2} / N^{1/2} \mu_d, \quad (16.37)$$

где  $N$  — количество основных носителей, а  $\mu_d$  обусловлено как примесями, так и рассеянием от решеток. Некоторые данные [379] удовлетворительно работающих полупроводников приведены в табл. 16.1; приводимые в ней значения  $N$  дают максимум величины  $N^{1/2} \mu_d$ . Видно, что некоторые соединения группы III-V обладают высокими уровнями запрещенной зоны и подвижностью и низкими диэлектрическими постоянными. Исчерпывающих сведений обо всех материалах нет, но, например, InSb, Ge и Si расположены в порядке уменьшающегося предпочтения использования на миллиметровых волнах. Можно добиться уменьшения величин  $R_{sp}$  и  $C_b$  на порядок [164], применяя микротравленную структуру, в которой точечный контакт малой площади сделан на полупроводящей мембране, толщина которой мала по сравнению с радиусом контакта. Такая структура дает также малый шум мерца-

ния и высокую мощность рассеяния. Минимальная толщина благодаря применению современной технологии составляет приблизительно  $4 \cdot 10^{-4}$  мм, так что значение  $R_{sp}$  составляет около 1 ом, включая сопротивление контактной пружины. Предложены диоды, основанные на полусферическом  $p$ - $n$  переходе [274].

Т а б л и ц а 16.1

Свойство полупроводников

Полупроводник	Запретная зона, eV	$\epsilon$	Оптимальное значение $N$ , см $^{-3}$	$\mu_d$ , см $^2$ /в.сек	$\epsilon^{1/2} N^{1/2} / \mu_d \times 10^{-13}$
$n$ — InSb	0,17	15,9	$2 \cdot 10^{17}$	35 000	2,5
$n$ — InAs	0,33	11,7	—	27 000	—
$n$ — HgTe	0,20	—	$5 \cdot 10^{18}$	11 800	—
$n$ — PbSe	0,35	100	$10^{18}$	500 000 (при 4°K)	0,2
$n$ — GaAs	1,43	11,1	$2 \cdot 10^{17}$	4 500	17
$n$ — GaSb	0,7	14,0	—	4 000	—
$n$ — Ge	0,66	16,0	$10^{18}$	1 500	27
$n$ — InP	1,27	10,9	—	4 000	—
$n$ — Si	1,09	11,8	$5 \cdot 10^{18}$	500	30
$p$ — Si	1,09	11,8	$5 \cdot 10^{18}$	150	100

Полное последовательное сопротивление ( $R_{sp} + R_b$ ) в любой момент времени гетеродинного цикла имеет шумовую температуру, зависящую от сложной комбинации теплового шума в сопротивлении растекания, дробового шума в барьере и шума мерцания. На практике к современным кристаллическим диодам можно подводить небольшое напряжение местного гетеродина; некоторые величины потерь преобразования и коэффициента шумовой температуры для кристалла 1N23B на частоте 9,3 Гцц приведены на рис. 16.9, б, где можно видеть, что для выпрямленного тока существует широкий оптимум 0,4—1,0 ма. Коэффициент шумовой температуры смесителя увеличивается на величину  $t'_N$  за счет преобразованного шума гетеродина; его влияние сильнее, когда отношение промежуточной частоты к высокой частоте мало, но оно может быть уменьшено до разумной величины путем надлежащего контактирования схемы [20, 104]. Усилитель промежуточной частоты также вносит шум, который можно представить членом ( $F_{if} - 1$ ); усиление на промежуточной частоте обычно достаточно высокое, так что пересчитанный в предыдущий каскад приемника уровень этого шума пренебрежимо мал. Таким образом, общий коэффициент шума диодного смесителя и приемника определится уравнением

$$F = L_c [(F_{if} - 1) + (t_N - 2) + 2 + t'_N]. \quad (16.38)$$

Общие шумовые характеристики смесителя для двух типичных образцов диодов приведены на рис. 16.10. Комбинация этих кривых с коэффициентом шума типичной усилительной лампы промежуточной частоты типа 6AK5 образует широкий оптимум для промежуточ-

ной частоты в области около 30 Мгц. Подобные результаты получены [252] для кремниевых диодов CV2154, SIM2 и CS3B и германиевых диодов 1N263. Эксперименты с приемником на частоте 24 Ггц [43] показали, что оптимальная частота для обычных усилителей промежуточной частоты находится в области около 64 Мгц, а при использовании на входе малошумящей лампы — около 177 Мгц; для работы на миллиметровых волнах желательны даже еще более

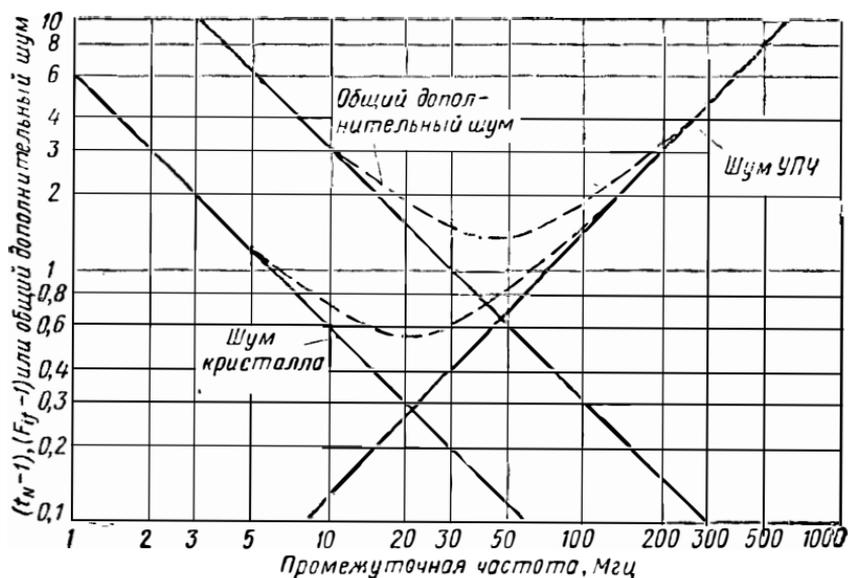


Рис. 16. 10. Общий шум смесителя как функция промежуточной частоты. Кривые нанесены для двух различных значений коэффициента шумов кристалла ( $t_N - 1$ ) и для одного значения коэффициента шумов УПЧ ( $F_i - 1$ ). (См. [260].)

высокие промежуточные частоты. Особые задачи возникают [212] при конструировании устройств для работы в широкой полосе частот.

Уравнение (16.38) показывает, что шумы смесителя можно уменьшить, если работать при низких температурах: на практике возможный предел определяется запретной зоной полупроводника. Эксперименты [161] с германиевыми диодами 1N263 на частоте 9,5 Ггц показывают среднее уменьшение коэффициента шума на 2 дб при понижении температуры от 370° до 230° К. При более подробных измерениях [2] с этими диодами улучшений при температуре 77° К не обнаружено, но в области температур от 170 до 220° К уменьшение коэффициента шума по сравнению с комнатной температурой составляет 0,3—0,6 дб. По-видимому, чтобы получить заметное улучшение при низких температурах, необходимо регулировать плотность примесей или других особенностей конструкции; в этом смысле InSb и InAs являются перспективными новыми материалами. Так

как GaAs обладает [351, 360] сравнительно высоким уровнем запретной зоны, то он оказывается пригодным для устойчивой работы при высоких температурах. Измерения показывают, что статистические характеристики очень слабо изменяются [237] в диапазоне температур от 77 до 387° К, а хорошая эффективность выпрямления сохраняется [110] до 620° К.

#### 16.2.4. Типичные диоды и держатели кристаллов

Производство диодов с точечным контактом в настоящее время налажено хорошо. Необходимая чистота в полупроводниках достигается выращиванием монокристаллов и очищением зон. Высокая плотность носителей, необходимая для получения малого сопротивления в прямом направлении, достигается, например, в кремнии *p*-типа присадкой бора в количестве 50—200 частей на миллион; сопротивление пробоя улучшается благодаря добавлению около 0,1% алюминия или бериллия. Пластинки, отрезанные от монокристалла, шлифуют, полируют и обрабатывают термически, например, помещая их в воздухе с температурой 900° С; оксидный слой на отшлифованной поверхности удаляется травлением в плавиковой кислоте. Нешлифованная обратная поверхность покрывается металлической пленкой, осаждаемой гальванически или путем распыления, для обеспечения хорошего контакта и для облегчения пайки опоры. Затем пластинки разрезают на квадраты с размерами, зависящими от рабочей частоты. Контактная пружина может быть сделана из фосфористой бронзы, но обычно применяется вольфрам. Провод диаметром 0,025 мм методом точечной сварки прикрепляется к никелевому опорному стержню и изгибается с нужной конфигурацией в виде буквы S в шаблоне. Гладкое конусообразное острие достигается благодаря срезу проволоки под соответствующим углом или с помощью электролитического процесса. При окончательной сборке устанавливается надлежащее контактное давление и на осциллографе проверяется вольтамперная характеристика; эта характеристика затем регулируется путем обработки контакта, заключающейся для кремния *p*-типа в механическом постукивании, а для германия *n*-типа и арсенида галлия *n*-типа в подаче электрических импульсов.

Наконец, диод вставляется в патрон; одна из первых конструкций [23, 24] сборки капсулы показана на рис. 16.11, а. К ее недостаткам относятся отсутствие экранировки и большие разбросы проводимости на высокой частоте для различных образцов, что показано на рис. 16.12, а. Более усовершенствованной конструкцией [56] является коаксиальная, показанная на рис. 16.11, б. Внутренний латунный штырек прикреплен к круглому керамическому диску, к которому приварена вольфрамовая проволока, срезанная до нужной длины и изогнутая. Кремниевый куб впаян в никелевую чашу, которая вставляется во внешний проводник, а необходимый контакт обеспечивается контактной пружиной. Поскольку размеры деталей легче

выдерживать, то свойства такой коаксиальной конструкции однородны, что показано на рис. 16.12, б. На частотах выше приблизительно 25 Гц хорошими свойствами обладают конструкции с коротким отрезком волновода.

На рис. 16.11, в показана конструкция Дитчфильда [55] для частоты 35 Гц, использующая волновод сечением  $7,0 \times 3,5$  мм. В ней много общего с коаксиальной конструкцией и поэтому она имеет хорошую воспроизводимость. В тех случаях, когда фазы выходных сигналов кристаллических диодов на промежуточной частоте должны быть противоположными, могут применяться материалы  $n$ - и  $p$ -типа, но практичнее изменять в капсуле взаимное положение полупроводника и контактной пружины, что обычно и делается. Кристаллы с противоположной полярностью выполняются в конструкциях как коаксиального, так и волноводного типа.

Держатель диода с точечным контактом имеет контактные элементы с обеих сторон для соединения с линией передачи сверхвысоких частот и для вывода сигналов постоянного тока низкой или промежуточной частоты; держатели снабжены соответствующими дроселями для предотвращения потерь высокочастотной энергии. Если реактивная проводимость диода компенсируется путем настройки, а активная проводимость трансформируется к волновому сопротивлению линии передачи, то применяют согласование с помощью диафрагм [280]. Детекторные головки для частоты 3 Гц и ниже выпол-

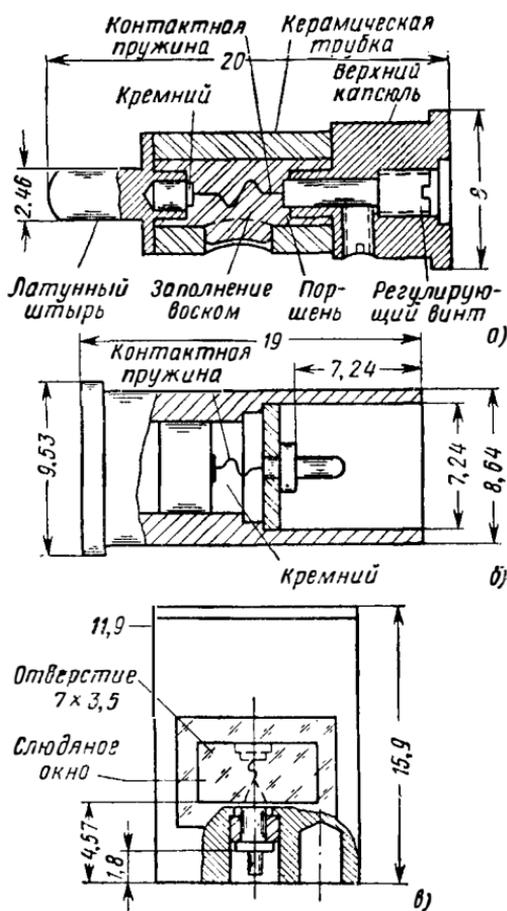


Рис. 16. 11. Типичные полупроводниковые диоды:

а — неэкранированный тип CV112 для частоты 9,5 Гц; б — коаксиальный тип CV 2154 для работы на частотах до 12 Гц; в — волноводный тип для частоты 35 Гц. (См. [55, 56].)

наются в коаксиальной линии [71, 94], и при этом можно использовать капсульные и коаксиальные диоды. Держатели для частот выше 3 Гц сочленяются с волноводными линиями передачи; существует

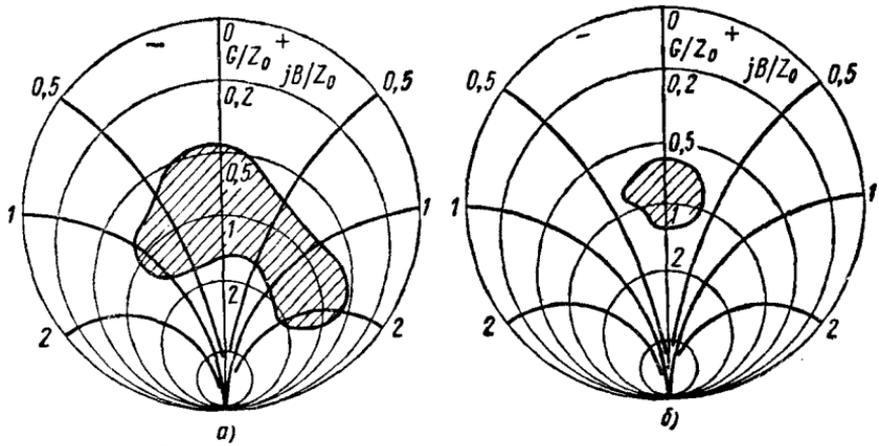


Рис. 16. 12. Полная проводимость полупроводниковых диодов с точечным контактом.

Диоды помещены в согласованные волноводные переходы. Заштрихованные области показывают разброс параметров для партии диодов: а—для диодов капсульного типа; б— для диодов коаксиального типа. Частота 9,375 Гц. (См. [56].)

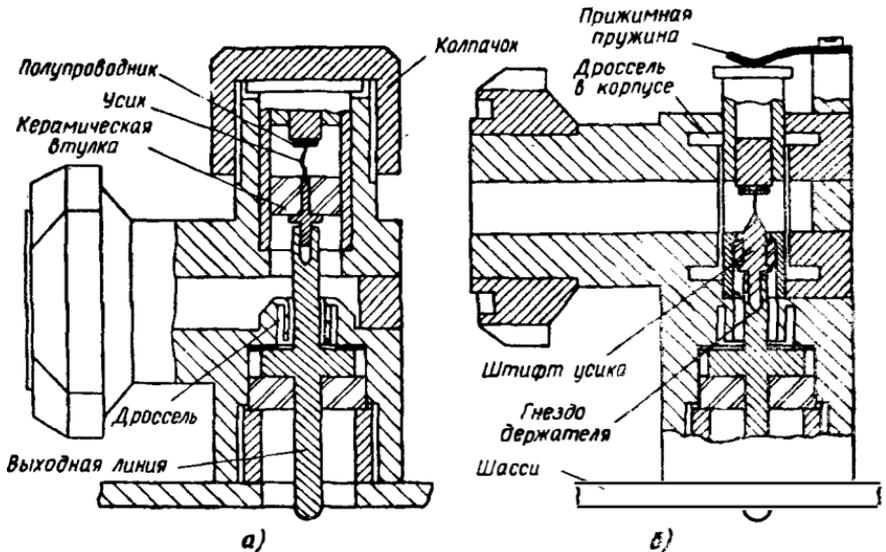


Рис. 16. 13. Держатели диодов для частоты 35 Гц.

Волновод сечения  $7 \times 3,5$  см. Общие размеры  $25 \times 25 \times 32$  мм. а—коаксиальная линия; б—волновод. (См. [55].)

несколько видов переходов к цепи диода, один из них для частоты 35 Гц показан на рис. 16.13. а. Диод помещен в конце короткозамкнутой коаксиальной линии, а переход к прямоугольному волноводу

осуществляется с помощью согласующей секции типа «дверной ручки». На рис. 16.13, б показан волноводный держатель [55] диода для частоты 35 Гц. Для обеспечения хорошего контакта по высокой частоте в теле держателя предусматриваются дроссели, а также дроссельное устройство для вывода сигнала постоянного тока. Полная проводимость цепи на высокой частоте остается приблизительно

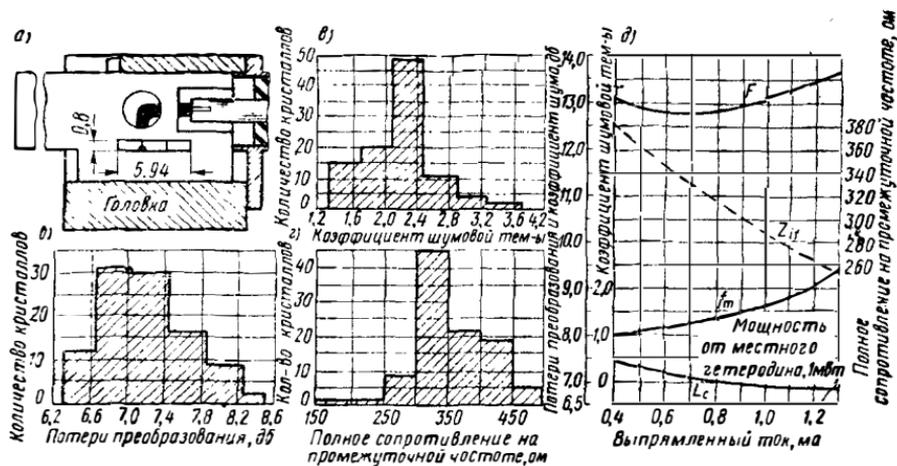


Рис. 16. 14. Диод «вафельного» типа для частоты 55 Гц:

а — «вафельный» диод в держателе; б, в и г — гистограммы результатов для 100 кристаллов; д — типичные характеристики. (См. [238].)

постоянной в широкой полосе частот, так как все согласующие устройства в волноводе в отдельности составляют доли длины волны. Таким образом, КСВН кристаллов, согласованных на средней частоте, возрастает до 2 при девиации частоты в пределах  $\pm 0,8\%$  для коаксиальных диодов и в пределах  $\pm 4,5\%$  для диодов штепсельной конструкции. Для оптимальной работы в полосе 26,5—40 Гц удовлетворительным оказался диод в коаксиальном держателе [392].

Детектор «вафельного» типа, разработанный для частоты 55,5 Гц Шарплисом [236, 238], делается из прокатанной стали толщиной 1,6 мм и после окончания операций фрезерования, высверливания и пайки покрывается золотом. Для регулировки согласования поперечных сопротивлений сечение волновода в «вафельной» конструкции взято больше, чем в держателе, как показано на рис. 16.14, а. Так как «вафельная» конструкция является тонкой, то находящиеся с обеих сторон короткие секции неиспользуемого волновода оказываются отключенными на всем рабочем диапазоне детектора. Постоянный ток или сигнал промежуточной частоты снимаются с выхода через штырь, который вставляется в кангу на внутреннем проводнике выходного гнезда. Результаты измерений потерь преобразования  $L_c$ , коэффициента шумовой температуры  $t_N$  и выходного полного сопротивления  $Z_{if}$  на промежуточной частоте

60 Мгц партии в 100 кристаллов приведены соответственно на рис. 16.14, б, в и г. Средние значения составляют  $L_c = 7,2$  дб,  $t_N = 2,2$  и  $Z_{if} = 338$  ом. Когда коэффициент шума усилителя промежуточной частоты равен 4 дб, то общий коэффициент шума  $F$ , если местный гетеродин не вносит шума, составляет 13 дб. Эти результаты были получены с местным гетеродином мощностью 1 мвт; на рис. 16.14, д показано влияние изменения мощности, которая выражена через постоянный выпрямленный выходной ток. С соответствующими держателями «вафельная» конструкция может применяться на частотах до 107 Гц.

### 16.3. СПЕЦИАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ

#### 16.3.1. Применяемые схемы

На сверхвысоких частотах часто применяется балансная система, состоящая из двух смесителей или детекторов, которые питаются от гибридного соединения. В такой системе могут использоваться два барретера, в которые для повышения чувствительности вводится

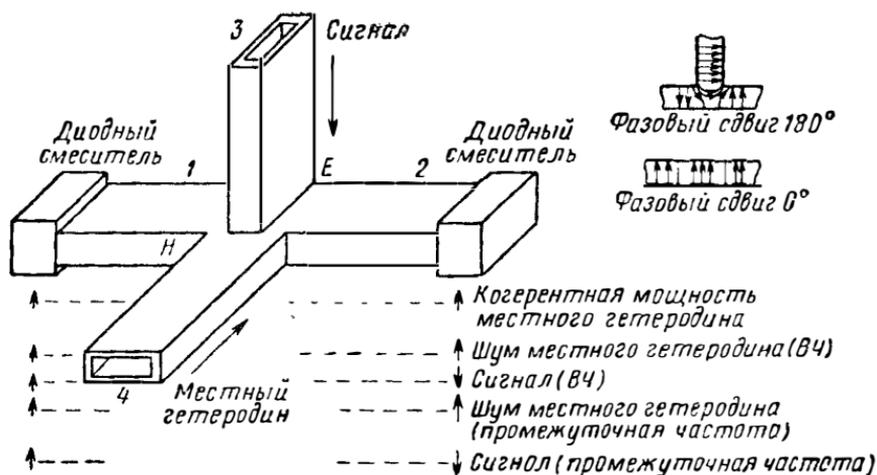


Рис. 16. 15. Работа балансного смесителя.

Для режекции шумов местного гетеродина использован двойной волноводный тройник.

постоянная высокочастотная мощность смещения. Чаще всего применяется балансный смеситель в супергетеродинном приемнике для уменьшения шумов гетеродина. Его работа будет рассмотрена на примере двойного волноводного тройника, показанного на рис. 16.15.

В одном таком устройстве смесительные диоды, например, полупроводникового типа, были включены в плечи 1 и 2, а принимаемый сигнал и напряжение местного гетеродина подавались соответствен-

но в последовательное плечо 3 и параллельное плечо 4. Мощность сигнала делилась между двумя смесительными плечами с противоположными фазами, а мощность местного гетеродина и сопутствующие мощности шума делились в фазе. В этом случае сигналы промежуточной частоты будут появляться в противоположных фазах, и если оба выходных зажима будут присоединены к двухтактной схеме, то сигналы сохранятся, а шумовая модуляция гетеродина будет скомпенсирована. Подавление шума мало зависит от различия проводимостей диодов. В плечах сигнала и местного гетеродина будут происходить различные отражения, но если все плечи достаточно хорошо согласованы, то перекрестная связь будет очень мала. В балансном смесителе вся мощность сигнала и местного гетеродина поступает к диодам. Другими его преимуществами являются снижение излучения мощности гетеродина через антенну приемника и уменьшение вдвое просачивающейся через переключатель мощности передатчика, воздействующей на каждый из диодов [201].

Относительная нестабильность генераторов в диапазоне сверхвысоких частот вынуждает широко использовать автоматическую подстройку частоты местного гетеродина (АПЧ). Иногда применяется система стабилизации с помощью стабильных источников колебаний, но в большинстве приемников используется метод управления, при котором разностная частота, получающаяся при смещении мощностей сигнала и местного гетеродина, поддерживается постоянной. Для схемы автоматической подстройки частоты обычно нужен отдельный смеситель, который питается от основной линии передачи генератора через секцию, вносящую затухание. Часто балансными смесителями снабжены как цепь сигнала, так и цепь АПЧ. При этом мощность гетеродина делится между ними с помощью третьего гибридного соединения. Выходной сигнал смесителя АПЧ через отдельный УПЧ подается на дискриминатор и в схему управления. Такие системы АПЧ [38, 109, 287] включают дискриминаторы [66, 67], которые могут работать с незатухающими колебаниями или с импульсами [90]. В широко применяемом дискриминаторе [74] между цепями используется индуктивная и емкостная связь; кривая выходного напряжения в зависимости от частоты имеет форму буквы S. Управление частотой местного гетеродина [211] может осуществляться электронным или механическим [45] способом. Другие вспомогательные элементы приемника включают УПЧ и видеоусилители, АРУ [277], стабилизированные источники питания [18] и узкополосные усилители звуковой частоты. Электронные осциллографы с размонтированным цоколем способны записывать переходные процессы длительностью  $10^{-14}$  сек; к быстродействующим отпаянным лампам [83, 132] относится лампа бегущей волны.

Оконечные детекторы в приемниках СВЧ часто не являются когерентными, так как сигналы на их выходе зависят от амплитуды, а не от фазы входного сигнала несущей частоты; примером может служить линейный диод с малой постоянной времени заряда и большой постоянной времени разряда конденсатора. Но было показано,

что, когда сигнал меньше шума, выгоднее применять когерентные детекторы [120, 248]. В таких детекторах опорное напряжение на несущей частоте смешивается с приходящим сигналом и при этом сигнал на выходе зависит от амплитуды сигнала и от фазового сдвига между сигналом несущей частоты и опорным напряжением.

Схема типичного фазочувствительного детектора показана на рис.

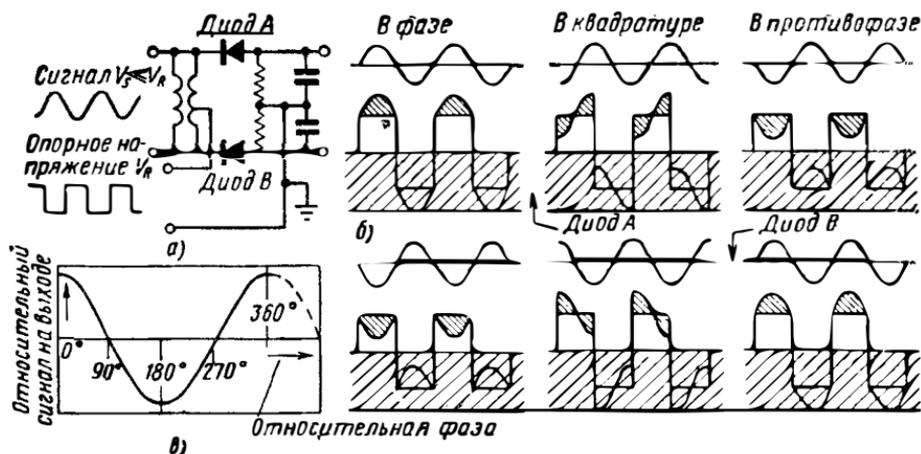


Рис. 16. 16. Работа фазового детектора:

а — схема ввода сигнала и опорного напряжения; б — сложение напряжения сигнала с опорным напряжением; в — выходной сигнал как функция разности фаз на входе.

16.16, а. К диодам *A* и *B* напряжение синусоидального входного сигнала подводится по пушпульной схеме (в противофазе); одновременно к диодам подводится синфазно прямоугольное опорное напряжение, сформированное из синусоидального входного сигнала. На рис. 16.16, б показано, что если за опорную фазу принять фазу сигнала, подведенного к диоду *A*, то, когда сигнал и опорное напряжение находятся в фазе, в высокочастотный конденсатор, параллельный диоду *A*, заряд добавляется, а в конденсаторе, параллельном диоду *B*, уменьшается. На выходе получается напряжение одного знака, например положительного. Если сигнал и опорное напряжение находятся в квадратуре, то они не изменяют заряд ни в одном конденсаторе, так как эти заряды увеличиваются и уменьшаются в течение одинаковых отрезков времени. В случае противоположных фаз заряд конденсатора *A* будет уменьшаться, а конденсатора *B* — увеличиваться, и в результате получается отрицательное напряжение, равное по величине положительному напряжению для условий синфазности. Когда опорное напряжение велико по сравнению с напряжением сигнала, выходной сигнал детектора имеет синусоидальную зависимость от относительной фазы, как показано на рис. 16.16, в. Таким образом, когерентный детектор отвечает только на ту составляющую шумового напряжения, которая синфазна (или противофазна) с сигналом. Следовательно, среднестатистически поглощается

только половина номинальной мощности шума, что дает улучшение на 3 дб.

Однако статистическое среднее выходное напряжение детектора представляет только напряжение сигнала, так как все шумовые напряжения при усреднении по всем относительным фазам сводятся к нулю. Таким образом, если выходной сигнал когерентного детектора можно накапливать в течение достаточно длительного времени, то влияние шума становится пренебрежимо малым. Этот процесс эквивалентен сужению полосы последетекторных каскадов и может происходить в том случае, когда первоначальный сигнал немодулирован. Применение интегрирования с его преимуществами, конечно, не ограничивается системами, использующими когерентное детектирование.

### 16.3.2. Генерирование гармоник

Трудность непосредственного генерирования миллиметровых волн, поскольку это относится к использованию их для измерительных целей или в качестве напряжения местного гетеродина, можно преодолеть путем генерирования гармоник [353]. Такие электронные лампы, как отражательный [13] и многорезонаторный клистроны, магнетроны и карсинотроны, дают на гармониках малую мощность [397]. В умножителе частоты с бегущей волной используется [12] две спирали каскадно. На вход его подаются частоты в диапазоне 0,1—1 Гц, а дисперсный характер выходной спирали позволяет с помощью электронной настройки выделять нужную гармонику. Возможно получить коэффициент умножения до 15 при достаточном усилении и при мощности на выходе до 150 мвт, а коэффициенты до 40 при мощности в несколько милливольт. Умножение частоты можно также получить с помощью клистрона, у которого выходной резонатор настроен на частоту гармоники.

В генераторах гармоник обычно используются нелинейные элементы, например, с вольтамперной характеристикой, присущей катодом с холодной эмиссией [72]. От точечных эмиттеров с площадью  $10^{-8}$  см<sup>2</sup> можно получить ток около 1 а с мощностью в импульсе порядка 0,5 Мвт. Благодаря отсутствию заметных сдвигов по времени нелинейная форма эмиссионной характеристики сохраняется и на очень высоких частотах. На практике эмиттер подвергается одновременному воздействию постоянного напряжения смещения и синусоидального напряжения примерно с той же амплитудой. Ток течет короткими импульсами и поэтому содержит много гармоник. Максимально достижимая амплитуда гармоники  $n$ -го порядка изменяется пропорционально  $n^{-1/2}$ . Для  $n = 2 \div 4$  ток гармоники обычно составляет около трети среднеквадратичного значения, которое ограничивается величиной допустимого нагрева эмиттера.

Были созданы подобные генераторы гармоник на базе электрической дуги с жидким ртутным катодом [78], при этом на вход подавалось напряжение с частотой 2,5 и 35 Гц [79, 372]. В усовершенствован-

ванных моделях [373] на частоте 35 Гц дуга поддерживалась между анодом из вольфрамовой проволоки и катодом, состоящим из тонкой пластины кальция. Распыление уменьшалось благодаря помещению электродов в аргон с давлением 20 атм. Выходное напряжение гармоника снималось через вспомогательный волновод, при этом на частоте 315 Гц была получена мощность  $10^{-8}$  вт. Применяются также газоразрядные лампы [315, 316].

Удвоение частоты достигалось [7, 398, 399, 404] с помощью намагниченного феррита; поперечные составляющие намагниченно-

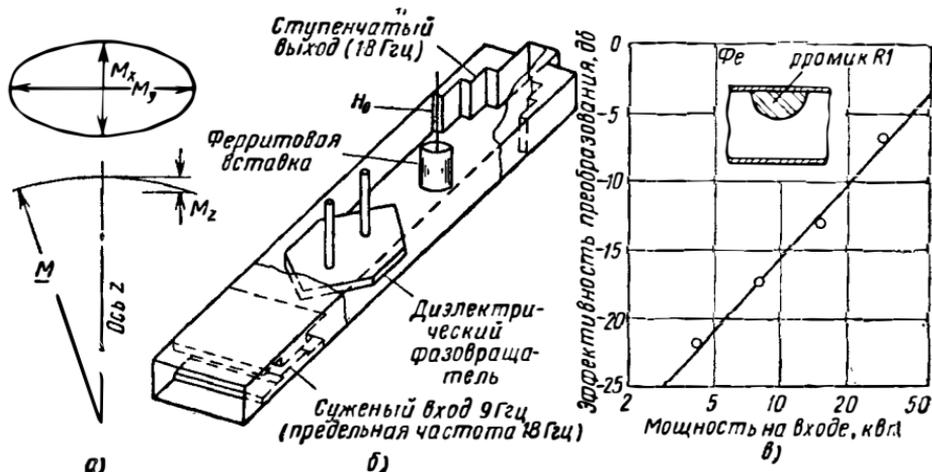


Рис. 16. 17. Удвоение частоты с ферритами:

а—прецессия вектора намагничивания при  $M_x \neq M_y$ ; б—типичное волноводное устройство; в—характеристика для одного типа и формы феррита, (См. [158].)

сти  $M_x$  и  $M_y$  в общем не являются одинаковыми и вектор суммарной намагниченности прецессирует по эллиптической кривой, как показано на рис. 16.17, а. На рисунке видно, что, поскольку длина вектора является постоянной, его проекция на ось  $z$  должна иметь высокочастотную составляющую намагниченности на удвоенной частоте возбуждающего поля. Уравнения движения показывают, что пиковая мощность гармоника на выходе изменяется пропорционально квадрату пиковой мощности основной частоты на входе. На рис. 16.17, б показана практическая конструкция удвоителя частоты 9 Гц, разработанная Мэлчером, Айресом и Вартаньяном [158]. В феррите генерируется гармоника с поляризацией электрического поля в плоскости  $H$  основного волновода, причем выходной сигнал снимается через ступенчатый переход. Для согласования на частоте гармоника включается диэлектрический фазовращатель.

Были исследованы ферриты различных форм и видов; результаты измерений феррита типа феррамик R1 в форме полудиска приведены на рис. 16.17, в. Мощность на выходе определяется законом

степени 1, 8: такое отклонение от квадратичного закона объяснялось преобразованием в энергию более высоких гармоник. Этот тип генератора гармоник пригоден для генерирования только больших мощностей, и область его применения может быть расширена до миллиметровых волн. Для генерирования гармоник очень важным свойством материала является отношение намагниченности к ширине линии; с ферритом типа феррамик G при импульсном сигнале на входе с частотой 75 Гц на частоте 150 Гц была получена [8] выходная пиковая мощность 50 вт. Удвоители частоты могут быть сконструиро-

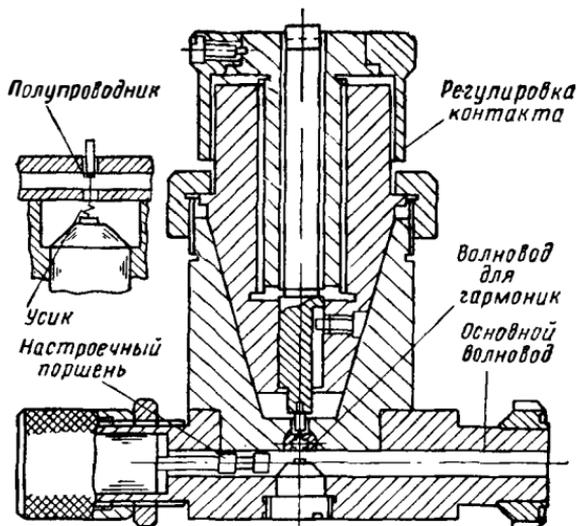


Рис. 16. 18. Генерирование гармоник на миллиметровых волнах.

Ввод энергии в области частот 26,5—40 Гц осуществляется через волновод сечения  $7 \times 3,5$  мм. Вывод третьей гармоники происходит через волновод сечением  $2,5 \times 1,25$  мм. Регулировка контакта производится микрометрической головкой. (См. [118].)

ваны в виде устройств с бегущей волной [331], в которых между второй гармоникой источников намагничивания в феррите и полями второй гармоники в волноводе существует нарастающее взаимодействие. Ферриты могут также работать как импульсные источники излучения сверхвысоких частот [346, 357, 358, 359].

Генераторы гармоник, в том числе и полупроводниковые диоды, оказались полезными как настраиваемые, когерентные и монохроматические источники мощности на частотах, превышающих 50 Гц [92, 137, 186, 356]. Удовлетворительно работающая конструкция должна обеспечивать согласование по входу и выходу волновода, а для режекции или отбора любой желаемой гармоники должны применяться соответствующие секции фильтров. Генератор гармоник, который использовали Кинг и Горди [118], показан на рис. 16.18;

частоты на входе равнялись 26,5—40 Гц, а на выходе выделялось напряжение третьей гармоники. Волноводы основной частоты и частоты гармоники взаимно перпендикулярны и соединены коаксиальной линией, содержащей диодный контакт; полупроводник помещался в большем волноводе.

Согласно результатам Несеркота [180], приведенным на рис. 16.19, генерируемая мощность гармоники возрастает быстрее линейного изменения при мощности основной частоты на входе приблизительно до 30 мвт, выше которой наступает ограничение. Мощность второй гармоники изменяется примерно по квадратичному закону, а мощности гармоник третьего и более высоких порядков изменя-

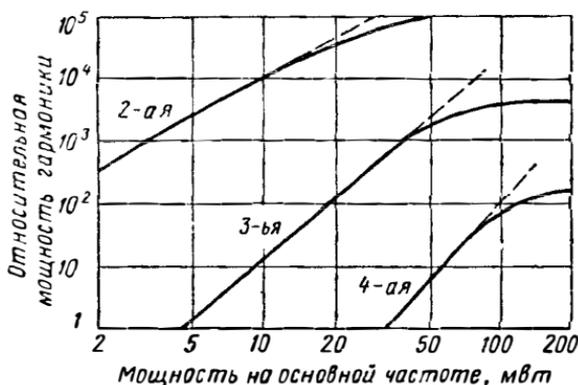


Рис. 16. 19. Характеристика генератора гармоник на полупроводниковом диоде.

Частота на входе 24 Гц. Кривые показывают мощность различных гармоник. (См. [180].)

ются даже быстрее. Некоторые численные результаты, полученные Джонсоном, Слагером и Кингом [111], приведены в табл. 16.2. При модуляции частотой 1000 гц и ширине полосы 15 гц отношение сигнал/шум по мощности для перечисленных более слабых гармоник находилось в пределах 100—900. Исследование [216] генератора четвертой гармоники от частоты 24 Гц показало, что точно такие же характеристики получаются с держателем, изготовленным на той же протяжной машине, при использовании такого же кремния. Кремний из детектора 1N26 оказался лучше кремния из детектора 1N32, который, в свою очередь, был лучше, чем из детекторов 1N31 и 1N78. Существенное значение имеет острота контактной пружины, а также чистота поверхности кремния. Должна производиться индивидуальная проверка и регулировка, и тогда можно ожидать, что лучшие генераторы 4-й гармоники дадут потери преобразования в пределах от 30 дб при мощности на входе 5 мвт до 33 дб при 100 мвт. Для генерирования гармоник пригодны полупроводниковые диоды с нелинейной емкостью [119, 133, 352, 354, 355, 400], так как ток проводимости не вызывает потерь мощности, а рабочая частота ограничи-

вается исключительно добротностью  $Q$  диода. В типичном примере [73] транзисторный генератор частоты 250 Мгц давал мощность 10 мвт на частоте 2 Ггц. При мощности питания постоянного тока 423 мвт общий к. п. д. составил 2,3%. Многофазные выпрямляющие схемы можно выполнить на волноводах [365]; их отличительной чертой является свойство синфазности выходных сигналов  $n$ -й гармоники выпрямителя, которая возбуждается  $n$ -фазной системой.

Таблица 16.2

**Мощность на выходе генератора гармоник,  
возбуждаемых отражательным клистроном**

Тип клистро- рона	На входе		На выходе		
	Частота, Ггц	Мощность, мвт	Номер гармо- ники	Частота, Ггц	Потери пре- образования, дб
2К33А	24	35	2	48	18
			3	72	35
			4	96	45
			5	120	60
QК290	31,5	35	2	63	20
			3	95	40
			4	126	55
QК291	35	12	2	70	21
			3	105	40
			4	140	60
QК294	40	3	2	80	33
			3	120	45

В процессе умножения вносятся дополнительные шумы; оказывается, что большие токи шумов на частоте модуляции, обусловленные эффектом мерцания, смешиваются с гармониками, что создает боковые полосы шумов. Отношение мощности шума к мощности несущей [215] обычно составляет 121 и 107 дб соответственно на основной частоте и частоте 4-й гармоники. При чувствительности детектора 0,75 мка/мквт и полосе частот 1 гц полная шумовая характеристика обеспечивает для экспериментирования на этих частотах динамический диапазон около 70 дб.

В супергетеродинном приемнике можно использовать два вида схем генерирования гармоник при использовании полупроводников. В одном случае применяется один диод как для генерирования тока гармоники, так и для смещения; при этом вблизи промежуточной частоты возникают биения высшего порядка. В связи с большой подводимой на вход мощностью возникают дополнительные шумы, что является недостатком этого метода. Во втором случае необходимо применять два диода: один для генерирования мощности гармоники на требуемой частоте гетеродина, а второй для работы в качестве преобразующего смесителя, в котором для получения нужной промежуточной частоты мощность этой гармоники создает биения непосредственно с сигналом.

## 16.4. МЕТОДЫ РАДИОМЕТРИИ

### 16.4.1. Энергия и шумы излучения

Термин радиометрия означает технику измерений электромагнитной энергии, рассматриваемой как тепловое излучение [135, 301].

Предмет, нагретый до температуры выше абсолютного нуля, будет излучать электромагнитную энергию, которая в области сверхвысоких частот в некоторых пределах может определяться мощностью излучения тела, или излучательной способностью  $F$  [27, 302], представляющей мощность, излучаемую с единицы площади, перпендикулярной к направлению излучения. Другая величина, интенсивность излучения, или лучистость  $N$ , определяется как мощность, излучаемая с единичной площади в единичном телесном угле; для сред, отличающихся от вакуума, лучистость дается величиной  $N/n^2$ . Лучистость источника имеет такое свойство, что значение  $N/n^2$ , измеренное в любой точке вдоль луча в системе, формирующей изображение, остается постоянным. Тело, на которое падает электромагнитное излучение, может пропускать, отражать или поглощать определенные части этого излучения. Тело, которое поглощает все падающее на него излучение, называется черным телом. Кирхгоф показал, что хороший поглотитель является также хорошим излучателем, так что вообще

$$N = \alpha N_b = \varepsilon N_b. \quad (16.39)$$

Эти величины излучения обычно изменяются с частотой и для обозначения величин для единичного интервала частот используется индекс  $\nu$ . Для абсолютно черного тела  $\alpha$ , равна единице и полная излучаемая мощность определяется формулой

$$P_\nu = N_b \nu \, d\nu \, dA \, d\Omega, \quad (16.40)$$

где  $dA$  — излучающая поверхность, а  $d\Omega$  — телесный угол, включающий нормаль к  $dA$ . При измерениях на сверхвысоких частотах приемник обычно принимает излучение только с одним направлением поляризации, и поэтому наблюдаемый поток излучения будет составлять только половину падающего потока.

Закон теплового излучения впервые был точно выведен с помощью квантовой теории Планка, при которой группа гармонических осцилляторов считалась находящейся в состоянии теплового равновесия. Полная энергия одного осциллятора, записанная через количество движения  $p$  и смещение  $q$ , определялась уравнением

$$\begin{aligned} W &= \text{потенциальная энергия} + \text{кинетическая энергия} = \\ &= 2\pi^2 m \nu^2 q^2 + p^2/2m. \end{aligned} \quad (16.41)$$

Это уравнение представляет эллипс в системе координат  $p$  и  $q$ , называемой фазовым пространством; большая и малая полуоси и пло-

щадь эллипса, определяемая энергией осциллятора  $W$ , соответственно равны:

$$a = (2mW)^{1/2}, \quad (16.42)$$

$$b = (W / 2\pi^2 m \nu^2)^{1/2}, \quad (16.43)$$

$$A = \pi ab = W / \nu. \quad (16.44)$$

Разрешенные уровни энергии имеют дискретные значения, так что осциллятор изменяет энергию скачкообразно. Эллипсы в фазовом пространстве имеют площади, которые последовательно увеличиваются на величину  $h$ , так что энергия  $n$ -го эллипса определяется выражением

$$W_n = nh\nu. \quad (16.45)$$

Средняя энергия осциллятора получается путем взвешивания значений, показанных в уравнении (16.45) в соответствии с соотношением Больцмана, что дает

$$\bar{W} = h\nu \left( \sum_{n=0}^{\infty} n e^{-nh\nu/kT} \right) \left( \sum_{n=0}^{\infty} e^{-nh\nu/kT} \right)^{-1}. \quad (16.46)$$

После выполнения суммирования получаем

$$\bar{W} = h\nu (e^{h\nu/kT} - 1)^{-1}. \quad (16.47)$$

Следует заметить, что квантовая механика требует для гармонического осциллятора добавления величины  $\frac{1}{2}h\nu$ , которая называется энергией нулевой точки.

Внутри параллелепипеда с объемом  $V$  и с размерами, большими по сравнению с длиной волны, число колебаний, возможных в области частот от  $\nu$  до  $\nu + d\nu$ , определяется формулой

$$dn = (8\pi\nu^2 V / c^3) d\nu. \quad (16.48)$$

Объемная плотность излучаемой энергии в изотермической оболочке в вышеупомянутой области частот равняется  $\bar{U}_\nu d\nu$  и

$$U_\nu = \bar{W} (8\pi\nu^2 / c^3). \quad (16.49)$$

Поскольку  $U = 4F/c$ , подстановка значения  $\bar{W}$  из уравнения (16.47) приводит к хорошо известному закону излучения Планка

$$F_\nu = (2\pi h\nu^3 / c^2) (e^{h\nu/kT} - 1)^{-1}. \quad (16.50)$$

После интегрирования уравнения (16.50) по всем частотам получается соотношение Стефана—Больцмана

$$F = (2\pi k^4 / c^2 h^3) (6\pi^4 / 90) T^4 = \sigma T^4, \quad (16.51)$$

которое утверждает, что полная энергия излучения пропорциональна четвертой степени  $T$ . Дифференцирование уравнения (16.50)

относительно частоты и приравнивание полученного результата нулю дает закон смещения Вина для частоты максимального излучения

$$\nu_{\text{макс}} \approx 2,822T k/h. \quad (16.52)$$

Если  $h\nu \gg kT$ , уравнение (16.50) переходит в уравнение Вина

$$F_\nu = (2\pi h\nu^3/c^2) e^{-h\nu/kT}, \quad (16.53)$$

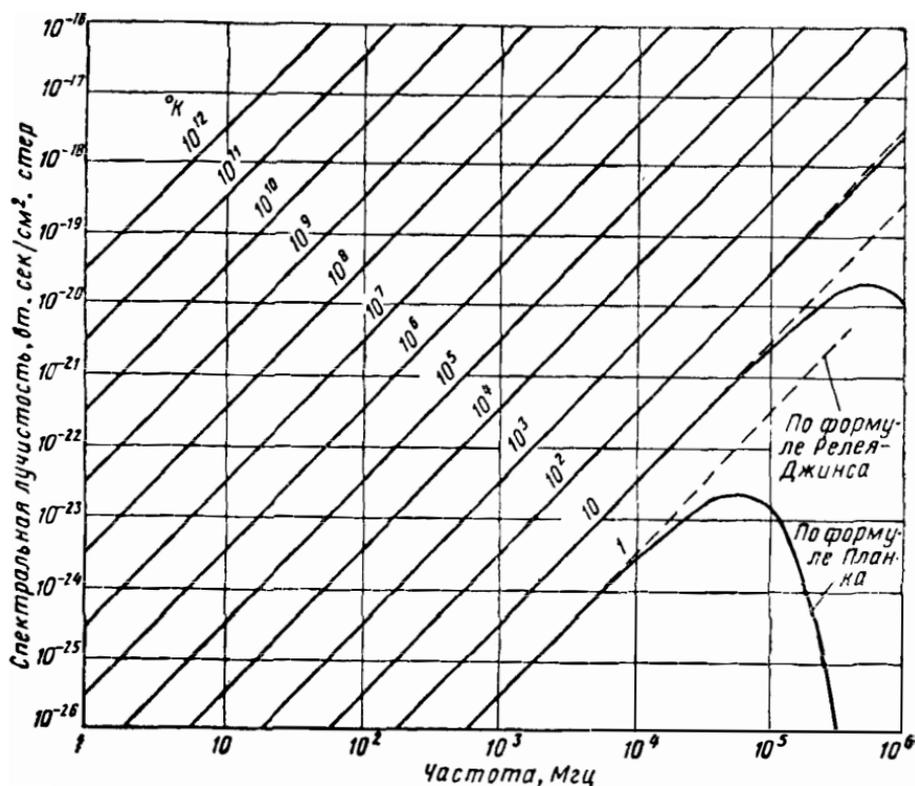


Рис. 16. 20. Тепловое излучение черного тела.

Спектральная лучистость дана как функция частоты; параметром является температура в градусах Кельвина. Для получения энергии, заключенной в любом направлении или плоскости поляризации, значения лучистости нужно разделить на 2.

а если  $h\nu \ll kT$ , уравнение (16.50) переходит в формулу Релея—Джинса

$$F_\nu = 2\pi kT\nu^2/c^2. \quad (16.54)$$

Подставляя  $N = F/\pi$ , получим соответствующие значения лучистости. На рис. 16.20 нанесены величины  $N$ , для различных температур; любую изотерму с температурой  $T$  можно получить из изотермы с температурой  $1^\circ \text{К}$ , умножая абсциссу на  $T$ , а ординату на  $T^3$ .

Эквивалентность такого теплового излучения и шумов можно увидеть, если рассмотреть поляризованную изотропную антенну, окруженную оболочкой из черного тела с температурой  $T$ ; антенна соединена с линией передачи без потерь, нагруженной на согласованную нагрузку, как показано на рис. 16.21. Полное излучение, принимаемое антенной в области частот от  $\nu$  до  $\nu + d\nu$  в телесном угле  $d\Omega$ , равняется

$$\frac{1}{2} N_\nu d\nu d\Omega = (kT\nu^2 d\nu/c^2) \iint A(\theta, \varphi) d\Omega, \quad (16.55)$$

где множитель  $\frac{1}{2}$  вводится для одной поляризации, а  $A(\theta, \varphi)$  представляет поглощающее поперечное сечение антенны в сферических координатах. Из теоремы взаимности для антенны следует, что

$$\iint A(\theta, \varphi) d\Omega = c^2/\nu^2, \quad (16.56)$$

так что уравнение (16.55) определяет принимаемую мощность

$$P_A = kT d\nu. \quad (16.57)$$

Уравнение (16.3) представляет также мощность шумов, возникающих в сопротивлении с температурой  $T$  в полосе частот  $d\nu$ . Таким образом, тепловая энергия и электрический шум эквивалентны, а равновесие в рассмотренном случае установилось бы при температуре сопротивления, равной температуре оболочки. Изменяя температуру сопротивления до тех пор, пока в волноводе не исчезнет общий поток мощности, теоретически можно измерить температуру оболочки. Следует заметить, что введение уравнения (16.56) для полярной диаграммы антенны в уравнение (16.55) устраняет частотную зависимость  $N_\nu$ , и дает уравнение (16.57), которое показывает, что поглощаемая мощность не зависит от частоты. Удобно считать, что это поглощение происходит в эффективной оконечной нагрузке антенны, и приписывать этой нагрузке такую термодинамическую температуру, при которой соответствующий электрический шум равен поглощению. Такая температура называется шумовой температурой антенны [34, 35], которая в рассмотренном выше случае равна  $T$ . Таким образом, антенная температура любого черного тела равна термодинамической температуре этого тела.

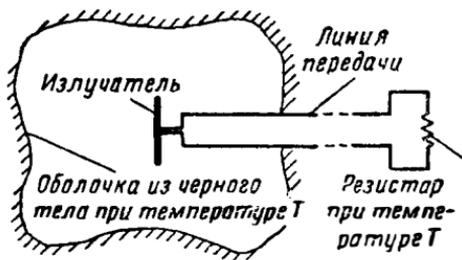


Рис. 16. 21. Излучение внутри объема с оболочкой из черного тела.

## 16.4.2. Форма шумового сигнала

Радиометр состоит из специального приемника [342], который обнаруживает и измеряет тепловое излучение, поступающее на его вход. Чувствительность такой системы определяется [32] флюктуациями, имеющимися на выходе при отсутствии сигнала. Эти флюктуации на выходе приписываются двум источникам: статистическим флюктуациям в форме шума и паразитным флюктуациям усиления. Поскольку шум приемника и сигнал имеют одинаковый спектральный состав, то нет выгоды сужать или формировать полосу пропускания  $\nu_b$  до детектора. Флюктуации на выходе, обусловленные шумом, можно, в принципе, уменьшить до любой желаемой степени, уменьшая полосу пропускания  $\nu'_b$  после детектирования. В фильтре нижних частот, состоящем из  $RC$ -цепочки, полоса по уровню половинной мощности связана с постоянной времени  $\tau$  следующим образом:  $\nu_b = 1/2\pi\tau$ . Однако Габор [80] показал, что существует принципиальный предел для точности измерения теплового излучения. Полосу частот и время можно разбить на элементарные отрезки таких величин, когда  $\Delta\nu\Delta\tau = 1$ , так что каждый из них заключает в себе тепловую энергию  $kT$ . Если тепловой шум усредняется по полосе частот  $\nu_b$  и времени  $\tau$ , то он эквивалентен шуму, усредненному по  $\nu_b\tau$  элементарным отрезкам. Таким образом, среднеквадратичная флюктуация при измерении тепловой энергии равняется  $kT/(\nu_b\tau)^{1/2}$ , и если считать, что она вызывается кажущейся флюктуацией  $\Delta T$  температуры источника, то

$$\Delta T/T = (\nu_b \tau)^{-1/2}. \quad (16.58)$$

Этот предел точности, как видно из уравнения (16.58), можно повысить, увеличивая полосу частот или время наблюдения. Если  $\nu_b = 10 \text{ Мгц}$  и  $\tau = 1 \text{ сек}$ , то температуру источника шума нельзя измерить с лучшей точностью, чем приблизительно  $\frac{1}{3600}$ .

Простейшим типом радиометра является показанный на рис. 16.22, а приемник прямого усиления, в котором детектируется непосредственно сигнал высокой частоты. Если используется полупроводниковый диод, то при малых уровнях на входе детектирование следует квадратичному закону уравнения (16.26) и флюктуация выходного тока определяется формулой

$$\bar{I}^2 = 4kTF/R\tau. \quad (16.59)$$

Минимальный обнаруживаемый сигнал удобно принять равным среднеквадратичной флюктуации, так что получаем

$$P_{\text{мин}} = (4kTF/R\tau)^{1/2} \beta^{-1}. \quad (16.60)$$

Если в это уравнение подставить значение  $F = (t_N R + R_A)/R$  и ввести величину  $M$  из уравнения (16.34), то получим

$$P_{\text{мин}} = (4kT/\tau)^{1/2} M^{-1} = 1,3 \cdot 10^{-10} M^{-1} \tau^{-1/2}. \quad (16.61)$$

Так как изменение температуры на  $\Delta T$  вызывает изменение мощности, поглощаемой в диоде на величину  $k\Delta T\nu_b$ , то наименьшее изменение будет

$$\Delta T \approx 10^{13} / M\nu_b \tau^{1/2}. \quad (16.62)$$

В типичном приборе для частоты  $35 \text{ Гц}$   $\nu_b = 4 \cdot 10^9 \text{ гц}$ ,  $M = 30$  и  $\tau = 1 \text{ сек}$ , так что  $\Delta T = 80^\circ \text{ К}$ . Лучшую чувствительность можно получить при использовании малозумящего усилителя высокой частоты.

Более распространенным радиометром является супергетеродинный приемник, показанный на рис. 16.22, б и подробно изученный

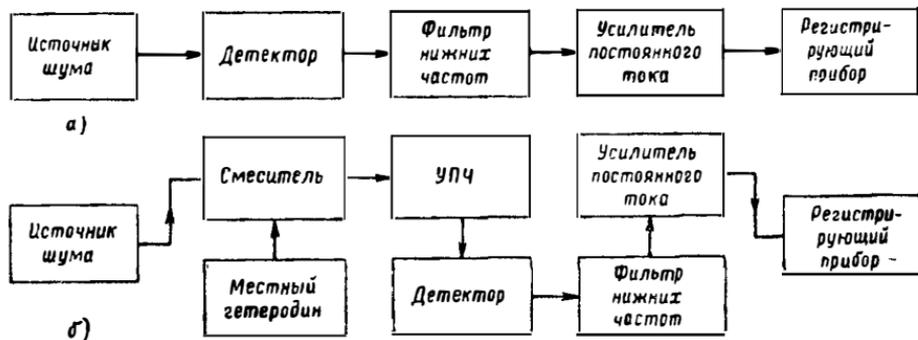


Рис. 16. 22. Основные типы радиометра сверхвысоких частот.

а—приемник прямого усиления; б—супергетеродинный приемник. (См. [181].)

Страмом [262]. Тепловое излучение принимается по двум частотным каналам, разнесенным на удвоенную промежуточную частоту и преобразуемым в шумы на промежуточной частоте. К преобразованным шумам приемник добавляет собственные шумы, так что среднеквадратичная флюктуация, отнесенная ко входу приемника, становится равной

$$\Delta T = K (F - 1) T_0 (\nu_b \tau)^{-1/2}, \quad (16.63)$$

где  $K$  — постоянная, представляющая ряд коэффициентов наблюдения. Например, если  $\nu_b = 10 \text{ Мгц}$ ,  $F = 20$ ,  $\tau = 1 \text{ сек}$  и если уровень шума на входе равен шуму сопротивления при  $290^\circ \text{ К}$ , то сигнал представляет одну девятую часть средней мощности, подведенной ко второму детектору. Флюктуация показаний выходного измерительного прибора пропорциональна  $\Delta T$ , которая в данном случае представляет  $\frac{1}{3000}$  часть показаний, а по температуре соответствует приблизительно  $1^\circ \text{ К}$ .

### 16.4.3. Флюктуации усиления

Для повышения чувствительности радиометра может быть введена стабилизация показаний на выходе, как это представлено

на рис. 16.23, а. Однако этот метод имеет ограниченное применение из-за наличия флюктуаций усиления. Для получения нужной характеристики в вышеупомянутом радиометре была бы необходима стабилизация усиления до  $\frac{1}{3000}$ . Галей [81] рассмотрел чувствительность таких радиометров вычитающего типа и определил скорости изменения усиления усилителя, которые дают пренебрежимо малое понижение порога; при условии прямоугольной формы полосы

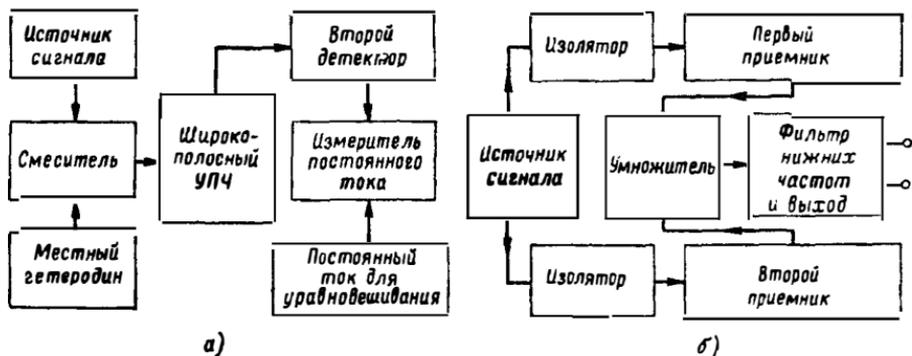


Рис. 16. 23. Рабочие схемы радиометров:

а — широкополосный приемник с балансом постоянной составляющей на выходе; б — сдвоенный приемник с коррелятором для разделения сигнала и шума. (См. [87].)

пропускания фильтра нижних частот, отношение сигнал/шум на выходе равно единице, когда

$$\Delta T/T = 2^{1/2} (v'_b/v_b)^{1/2}. \quad (16.64)$$

Уравнение (16.64) выведено для случая квадратичного детектирования, однако было показано [259], что во всех типах радиометров линейное детектирование дает такую же чувствительность.

Шумы, обусловленные флюктуациями усиления, можно оценивать [262] с помощью коэффициента изменчивости

$$\gamma = 1 + \left( \frac{1}{g_p} \right) [g_p(t) - g_{p0}]_{\text{сред. квадр.}} \quad (16.65)$$

где  $g_p(t)$  — усиление как функция времени, а  $g_{p0}$  — усиление, усредненное по времени. Для флюктуаций усиления, так же как и для других паразитных явлений, характерно, что амплитуда  $[g_p(t) - g_{p0}]$  является быстро уменьшающейся функцией частоты.

Влияние флюктуаций усиления можно уменьшить несколькими способами; Голдштейн [87] предложил использовать два независимых приемника, как показано на рис. 16.23, б. Сигнал подается в каждый приемник через изолирующее устройство, которое предотвращает попадание на вход одного приемника шума из другого приемника. Таким образом, напряжение шума в двух приемниках будет некоррелированным, в то время как напряжения сигнала бу-

дут в высокой степен коррелированными. Если используется супергетеродинный приемник, то гетеродины должны быть синхронизированы. Важным фактором является фазовая стабильность приемников, так как фазовый сдвиг в  $90^\circ$  между приемниками приводит к исчезнованию сигнала. В таком радиометре с помощью умножителя и последующего фильтра нижних частот производится операция взаимного коррелирования недетектированных выходных сигналов приемников. Умножитель должен быть сбалансирован и работать в широкой полосе частот. Величину шумов, вызываемых флюктуациями усиления, можно уменьшить, применяя в приемниках отдельные АРУ. Если снова предположить, что характеристика фильтра нижних частот является плоской, то минимальный обнаруживаемый сигнал будет равным

$$\Delta T/T = (\nu'_b/\nu_b)^{1/2}. \quad (16.66)$$

Если рассматривать полный принимаемый сигнал, то чувствительность уменьшается вдвое, так что

$$\Delta T/T = 2 (\nu'_b/\nu_b)^{1/2}. \quad (16.67)$$

Шумы флюктуаций усиления также можно уменьшить, применяя радиометры сравнения. Принцип работы заключается в том, что через приемную систему одновременно с желаемым сигналом пропускаются сигналы сравнения, что служит средством измерения усиления системы и позволяет скомпенсировать влияние флюктуаций усиления. Силови [234] использовал один приемник, в котором два сигнала, принимаемый сигнал и сигнал сравнения, занимающие разные диапазоны частот, разделялись на выходе приемника с помощью двух фильтров. Выпрямленные сигналы на выходах обоих фильтров сравнивались, и их разность представляла окончательный выходной сигнал. Если сигнал сравнения, так же как и желательный сигнал, имеет шумообразный характер и если полоса частот, занимаемая сигналом сравнения, такая же, как и желательного сигнала, то минимальный обнаруживаемый сигнал также определяется уравнением (16.66). Если шумовые флюктуации на выходе канала сигнала сравнения в дальнейшем сглаживаются, или когда спектр сигнала сравнения шире спектра принимаемого сигнала, или же в случае использования нешумящих сигналов сравнения, то минимальный обнаруживаемый сигнал определяется выражением

$$\Delta T/T = 2^{-\frac{1}{2}} (\nu'_b/\nu_b)^{1/2}. \quad (16.68)$$

В более распространенном типе радиометра сравнения спектр шума сигнала опознается посредством его модуляции до введения в приемник. Сравнение производится путем включения и выключения сигнала, так что сигнал существует только половину времени [377]. Среднее изменение выходного уровня, увеличивающегося при наличии сигнала, будет поэтому меньше по сравнению с флюктуациями шума, чем оно было бы, если бы сигнал поступал

все время [272]. Устройство Дикке [53] на рис. 16.24, а является типичным для радиометров этого класса. Выходной сигнал в этом устройстве зависит от результата сравнения сигнала и теплового излучения вносящего потери диэлектрического колеса, которое вводится в волновод и выводится из него с частотой 30 гц. Приемник имеет балансный смеситель, усилитель на промежуточной частоте

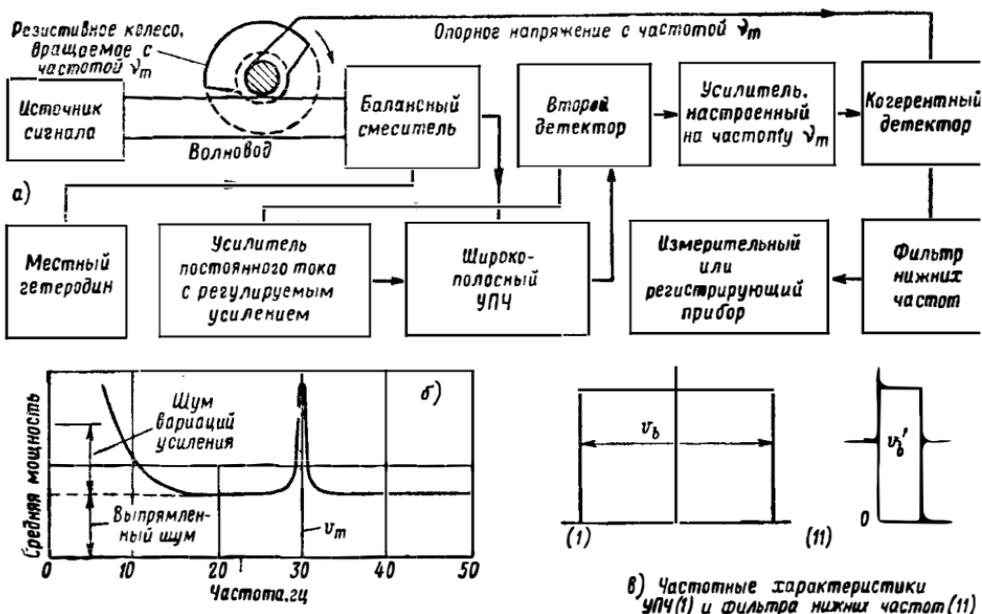


Рис. 16. 24. Супергетеродинный радиометр Дикке:

а — блок-схема с модуляционной резистивным диском с частотой 30 гц; б — сигнал на выходе второго детектора; в — характеристики цепи промежуточной частоты и цепи после детектора. (См. [53].)

30 Мгц, второй диодный детектор, полосовой фильтр с шириной полосы 30 гц и когерентный детектор, к которому прикладывается напряжение модулирующей частоты. Выходной сигнал окончного детектора пропускается через фильтр нижних частот, на выходе которого при наличии сигнала образуется постоянное напряжение, на которое накладываются шумовые флюктуации приемника. Сигнал на выходе второго детектора показан на рис. 16. 24, б, где видно, что в сигнале, появляющемся с частотой 30 гц, шумы флюктуаций усиления отсутствуют.

Характеристики усилителей до и после детектора показаны на рис. 16.24, в. Если  $a$  и  $G$  — постоянные приемника и если предположить, что детектор имеет квадратичную характеристику, то разница между мощностями на выходе при наличии и отсутствии сигнала составляет  $2aGk\Delta T\nu_b$ ; наличие множителя 2 объясняется тем, что супергетеродинный приемник принимает шумы по двум каналам (основному и зеркальному). Если предположить, что сиг-

нал модулируется прямоугольным напряжением, то пиковое значение основной составляющей становится равным  $(4/\pi)adGk\Delta T\nu_b$  и постоянная составляющая в регистрирующем приборе будет равна  $(2/\pi)adGk\Delta T\nu_b$ ; множитель  $d$  учитывает характеристики двух-полупериодного когерентного детектора и усилителя с полосой 30  $\mu$ . При слабых сигналах шумы приемника возбуждают в регистрирующем приборе сигнал со среднеквадратичным значением  $adGkT(\nu_b\nu'_b)^{1/2}$ . Приравнивая такой сигнал к сигналу в регистрирующем приборе, получаем минимальный обнаруживаемый сигнал

$$\Delta T/T = (\pi/2) (\nu'_b/\nu_b)^{1/2}. \quad (16.69)$$

Постоянный множитель в уравнении (16.69) нужно умножить на 2 в случае приемника прямого усиления, на  $\sqrt{2}$  при использовании однополупериодного когерентного детектора, на  $\frac{\pi}{2}\sqrt{2}$  в случае детектирования прямоугольного сигнала вместо синусоидального и на  $4/\pi$  в случае синусоидальной модуляции вместо прямоугольной.

Стюарт [255] и Мейер [156, 157] осуществляли прямоугольную модуляцию сигнала с помощью ферритовой структуры. Электронный метод дает возможность осуществлять модуляцию с более высокой частотой, чем, например, 100  $\mu$ , достижимой при использовании механических способов. Соответствующее устройство показано на рис. 16.25; в нем соленоид вызывает поворот плоскости поляризации на  $45^\circ$ . В зависимости от направления этого поворота сигнал от источника или системы попадает в приемник, а сигнал от источника с референсной температурой — в поглощающую нагрузку или наоборот. Если условие минимального обнаруживаемого сигнала определяется выражением

$$\Delta T/T = K (\nu'_b/\nu_b)^{1/2}, \quad (16.70)$$

то чувствительности различных типов и рабочие условия радиометров можно обобщить, как это сделано в табл. 16.3. При плоской характеристике фильтра нижних частот  $\nu_b$  является эффективной шириной полосы шума, но если  $\nu_b$  считать действительной шириной

Таблица 16.3

Значения  $K$  в уравнении (16.70)

Тип радиометра	$K$
Сравнение по постоянному току [87], два приемника . . .	2
Прямоугольная модуляция [53], супергетеродин . . . . .	$\pi/2$
Вычитание [81], усилитель без дрейфа нуля . . . . .	$\sqrt{2}$
Сравнение постоянных составляющих [234], один приемник	1
Сравнение с постоянной составляющей сигнала без шумов [234], один приемник . . . . .	$1/\sqrt{2}$

полосы одного  $RC$ -звена фильтра по уровню половинной мощности, то  $\Delta T$  нужно умножить на  $\sqrt{\pi/2}$ . Индикаторы на выходе или записывающее устройство могут оказаться чувствительными к шумовым выбросам, которые примерно в 8 раз превышают среднеквадратич-

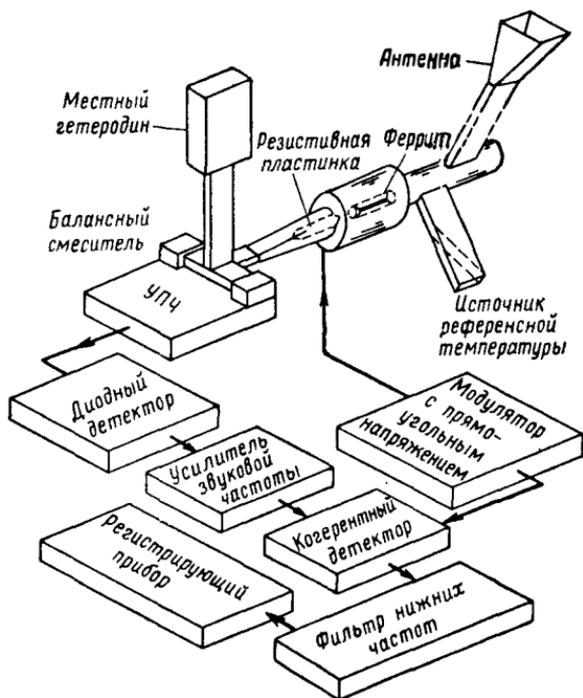


Рис. 16. 25. Радиометр, использующий ферритовую структуру для модуляции и изоляции.

ное значение, и поэтому на практике минимальный наблюдаемый сигнал в несколько раз больше сигнала, определяемого уравнением (16.70).

#### 16.4.4. Различные погрешности

В радиометрах сравнения важное влияние оказывает неодинаковость двух источников. Например, если источник сигнала сравнения находится при температуре приблизительно  $290^\circ \text{K}$ , а температура источника сигнала составляет всего несколько градусов, то всегда будет существовать смещение порядка  $290^\circ \text{K}$ . Если такое смещение вычитается посредством постоянного напряжения на выходе, то останется паразитный сигнал, определяемый из уравнения (16.65) с помощью выражения

$$\Delta T_g = |T_{sig} - T_{com}|(\gamma - 1), \quad (16.71)$$

где  $T_{sig}$  и  $T_{com}$  — температуры источников измеряемого сигнала и сигнала сравнения. Таким образом, желательно сделать  $T_{sig}$  и  $T_{com}$  по возможности равными, что достигается путем добавления шумов к более холодному источнику. Температура источника сигнала сравнения должна быть стабилизирована до необходимой степени.

Однако остается еще один источник погрешности из-за медленных изменений усиления усилителя, и поэтому обычно требуется калибровка радиометра [91, 101, 286] от известного источника шумов. Мэчин, Райл и Вонберг [152] использовали систему, в которой мощность источника сигнала сравнивается с мощностью местного источника шума. С помощью соответствующего механизма обратной связи можно сделать так, что мощность местного или стандартного источника будет автоматически приравняться мощности сигнала. Таким образом, этот метод становится независимым от усиления и ширины полосы пропускания приемника, который используется теперь лишь как индикатор баланса. Далее, вводя на выходе местного источника шума известное затухание, можно отрегулировать рабочую область этой системы без калиброванного переключения усиления приемника. Такое переключение удобно осуществлять с помощью ферритового устройства; так, например, устройство, изображенное на рис. 16.25, пригодно для применения такого метода обратной связи.

Опыт с супергетеродинными радиометрами показал, что их чувствительность ограничена из-за отсутствия точного согласования полных сопротивлений модулятора и источника сигнала. При этом возникают три довольно значительных источника погрешности. Полное сопротивление однодиодного смесителя на промежуточной частоте в значительной степени зависит от полного сопротивления цепи смесителя на высокой частоте, и поэтому любое рассогласование вызывает колебания полного сопротивления нагрузки усилителя промежуточной частоты с частотой 30 гц. А так как усиление и коэффициент шума усилителя промежуточной частоты зависят от полного сопротивления входной нагрузки на промежуточной частоте, то на выходе второго детектора будут наблюдаться изменения. Если смеситель согласован не очень хорошо, то некоторая часть мощности гетеродина будет отражаться к модулятору и по возвращении вызовет колебания задающего тока с частотой 30 гц и последующим изменением полного сопротивления кристалла на промежуточной частоте и коэффициента шума. Другой паразитный сигнал обусловлен шумом гетеродина, который после последовательного отражения от кристаллического смесителя и источника модулируется так же, как и полезный сигнал, и, более того, попадает в балансный смеситель через канал сигнала. Подавление этих паразитных сигналов в 100 раз по мощности можно получить, помещая между смесителем и модулятором ферритовый изолятор, что позволяет полезному сигналу проходить в приемник и предотвращает прохождение энергии в обратном направлении.

Ферритовый модулятор, показанный на рис. 16.25, выполняет функции модулятора и изолятора. Поэтому, если считать, что паразитный сигнал возникает в приемнике, он должен пройти через феррит дважды, претерпевая общий поворот фазы на  $90^\circ$ . Благодаря этому он попадет в поглощающую нагрузку при любом положении модулирующего переключателя.

Среди многих современных радиометров прибор, описанный Дрейком и Ивеном [57], работал на частоте  $8 \text{ Гц}$  и в нем использовались лампы бегущей волны с шириной полосы  $1 \text{ Гц}$ . Коэффи-

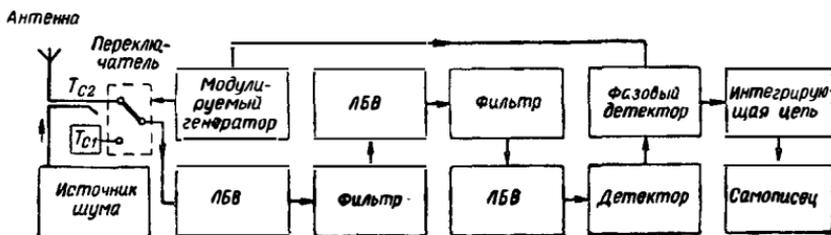


Рис. 16. 26. Прямой радиометр с усилением по высокой частоте.

Усиление по высокой частоте осуществляется на лампе бегущей волны. Ферритовый переключатель и схема компенсации шума объединены в одно устройство. Частота  $8 \text{ Гц}$ , ширина полосы  $1 \text{ Гц}$ , температура шума системы  $4000^\circ \text{ К}$ . (См. [57].)

циент шума системы равнялся  $11,5 \text{ дб}$ , что создавало общий шум эквивалентной системы, равный  $4000^\circ \text{ К}$ . При времени интегрирования  $100 \text{ сек}$  значение  $\Delta T$  составляло приблизительно  $0,01^\circ \text{ К}$ . Используемая схема показана на рис. 16.26, из которой видно, что здесь применяется ферритовый переключатель и компенсация шума. Были также построены радиометры для работы в полосе  $1,4 \text{ Гц}$  [338] и для работы на миллиметровых волнах [345, 374].

## 16.5. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ

### 16.5.1. Генераторы сигнала

Главными рабочими параметрами усилителей и приемников, которые обычно требуется определить, являются усиление, ширина полосы и коэффициент шума. Такие измерения можно провести с помощью источника электрической мощности с известными интенсивностью, частотой и характером модуляции в сочетании с устройством для измерения выходной мощности усилителя. Источник сигнала должен иметь выходное полное сопротивление, идентичное с выходным полным сопротивлением источника, к которому обычно присоединяется усилитель. Такие измерения, широко проводимые с приемниками сверхвысоких частот [154, 155, 191], могут принимать форму продолжительного наблюдения [103] и распространяются на измерения характеристик полупроводниковых диодов [51, 58, 218]. Источники сигнала можно разделить на два больших класса [293]: источники, включающие в себя генераторы незатухающих

колебаний, и источники, использующие генератор, мощность которого распределена в широкой полосе частот.

Источники незатухающих колебаний, или генераторы сигналов, включают настраиваемый генератор, цепь затухания, индикатор мощности и волномер, помещенные в экранированный ящик. Если в процессе работы  $P_1$  представляет мощность на выходе усилителя, когда выходная мощность генератора сигнала равна нулю, не считая его теплового шума, а  $P_2$  — мощность на выходе усилителя, когда мощность сигнала генератора равна  $P_s$ , то коэффициент шума определяется формулой [225]

$$F = P_1 P_s [(P_2 - P_1) k T_0 v_b]^{-1}. \quad (16.72)$$

Обычно удобно делать  $P_2 = 2P_1$ . В этом случае коэффициент шума становится равным  $P_s/kT_0v_b$ . Ширину полосы шума можно установить экспериментально, нанося кривую усиления усилителя в зависимости от частоты и вычисляя ширину полосы прямоугольной характеристики, имеющую такую же площадь и такую же максимальную высоту, как и полученная кривая. Для большинства супергетеродинных приемников  $v_b$  определяется полосой пропускания усилителя промежуточной частоты и может быть измерена с помощью генератора сигнала промежуточной частоты. Уравнение (16.72) определяет коэффициент шума на средней частоте; определение среднего значения в полосе потребовало бы провести измерения на ряде частот. Обычно производится калибровка мощности на выходе генератора сигнала. Атенюатор настраивается на минимум вносимых потерь и мощность на выходе, составляющая около 0,1 *мвт*, определяется одним из обычных методов. Мощность сигналов низкого уровня определяется тогда с помощью градуировки аттенюатора. Для того чтобы градуировочная кривая была точно известна и имела небольшие вариации при изменении частоты, на практике требуется обычно применять аттенюаторы вращающегося или предельного типов.

Важно, чтобы генератор сигнала был хорошо заэкранирован, так как мощность этого генератора намного больше мощности сигнала, подаваемого на вход усилителя. Таким образом, утечка может вводить ошибки в измерения и для получения точных результатов она не должна превышать значения, например, на 20 *дб* ниже измеряемой мощности сигнала. Поэтому генератор и сопутствующие ему цепи помещают в полностью экранированную коробку, имеющую надежно закрывающиеся крышками окна для осмотра. Утечки через вентиляционные отверстия или отверстия для вывода осей органов управления можно ослабить, используя для этого металлические трубки, образующие эффективный волновод предельного типа. Провода источников питания можно пропустить через фильтры, включающие полижелезо или другие поглощающие материалы. Были предложены [25, 47, 71, 174, 221, 340] конструктивные детали генераторов сигнала, работающих в диапазоне частот 0,5—24 *Гц*. Генератор сигналов частоты 35 *Гц*, полная схема которого показана

на рис. 16.27, состоит из двух блоков. Первый портативен и содержит все узлы сверхвысоких частот, включая стабилизированный по Паунду клистронный генератор. Второй, более крупный блок, содержит все источники питания и усилительные схемы; максимальная

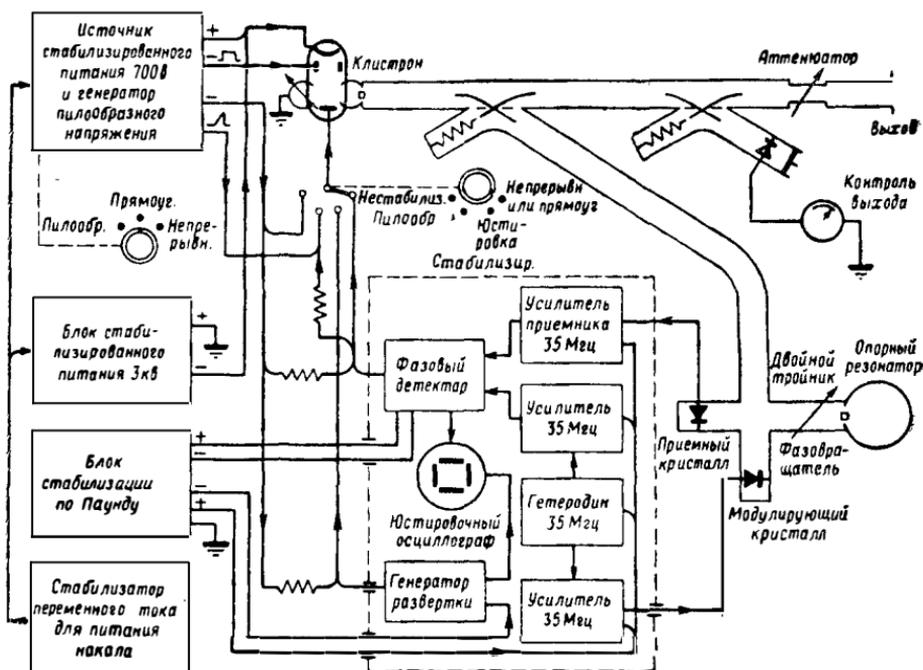


Рис. 16. 27. Генератор сигналов с незатухающими колебаниями.

Частота 35 Гц. Клистронный генератор стабилизирован по частоте, сигнал на выходе регулируется предельным аттенуатором.

мощность на выходе волновода составляет 0,1 мвт; уровень можно изменять посредством поршневого аттенуатора в пределах 100 дб, при этом генератор проверяется с помощью диодного детектора, питаемого через направленный ответвитель.

### 16.5.2. Источники широкополосных сигналов

Если измерение коэффициента шума приемника производится с источником, выходная мощность которого распределена по всей полосе частотной характеристики, то в этом случае получается среднее значение в полосе и необходимость определения ширины полосы шума отпадает. Однако тогда нужно точно знать выходную мощность генератора на единицу полосы частот. Предположим, что генератор соединен с входом приемника; если выходная мощность генератора, не считая его теплового шума, равна  $\mu$ ю, то на выходе приемника получается мощность  $P_1$ .

Пусть затем генератор помимо теплового шума при стандартной температуре  $T_0$  дает мощность  $P_{N_1}$ , а мощность, регистрируемая на выходе приемника, увеличивается до  $P_2$ . Тогда коэффициент шума приемника определяется формулой

$$F = P_1 P_{N_1} [(P_2 - P_1) k T_0]^{-1}. \quad (16.73)$$

Следует учитывать паразитные полосы передачи в приемнике, так как источник шума создает сигнал и для них, что приводит к более низкому кажущемуся коэффициенту шума. Так как при таких условиях получается более высокое значение коэффициента шума, то необходимо применить коррекцию. Так, например, в случае супергетеродинного приемника без подавления по зеркальному каналу коррекция составляет  $+3$  дБ.

Источник распределенного шумового сигнала может представлять генератор незатухающих колебаний, частота которого непрерывно изменяется в полосе с постоянной скоростью. Разновидностью такого источника является генератор, создающий чрезвычайно короткие импульсы с малой частотой повторения и дающий поэтому частотный спектр с постоянной плотностью в широкой полосе. Макфарлейн [148], например, показал, что спектр, создаваемый последовательностью почти периодических импульсов, состоит из непрерывного шума плюс линейчатый спектр. Так как составляющие линейчатого спектра с некоторой частоты начинают маскироваться шумами, то эффективный генератор шума получается для частот выше самой высокой частоты, при которой еще заметны составляющие линейчатого спектра. В одном из методов создания такого генератора шума используется [245] дуговой разряд, который действует как скоростной выключатель в цепи релаксационного генератора. При этом генерируется последовательность импульсов малой длительности и с постоянной амплитудой, частота повторения которых произвольно колеблется около некоторого среднего значения. Типичный генератор с частотой релаксации 1 Мгц давал выходную мощность шумов, которая была почти постоянна в области частот от 10 Мгц до 1 Ггц и на 100 дБ превышала мощность теплового шума.

Стандартный источник шума состоит из согласованной резистивной оконечной нагрузки, нагретой до известной температуры [75, 143]. Из уравнения (16.3) можно видеть, что выходная мощность шума превышает мощность шумов при комнатной температуре на 2, 6 и 10 дБ для температур соответственно 440, 1154, 3000° К. Один из таких источников на частоте 9,5 Ггц состоял [267] из полупроводящего керамического клина, который был расположен по центру сделанного из стали волновода длиной 38 см; последний нагревался пропускаемым через него током до 1000 а с частотой 50 гц, получаемым от трансформатора. Клин был почти идеально согласован в области температур 290—900° К. Остальная часть волноводной системы предохранялась от нагревания с помощью водяного охлаждения. Измерения термомпарами показали наличие вдоль клина температур

ного градиента, и для учета этого явления была произведена коррекция.

В другом источнике шума на той же частоте использовался [124] нагретый платиновый волновод, который нагружался керамическим клином; температура клина устанавливалась на точке плавления золота. Лампы с вольфрамовой нитью накала использовались [273] в качестве источников шума на частотах 45, 200 и 600 *Мгц*. Лампа для частоты 3 *Ггц* помещалась [44] между боковыми коаксиальными плечами, присоединенными к широким стенкам волновода. Боковые плечи и волновод были снабжены настраиваемыми поршнями, обеспечивающими получение КСВН 1,7, а биспиральная нить находилась при температуре 2800°К. Все эти источники теплового шума имели слишком малую выходную мощность и не пригодны для целей общего применения; обычно они используются только как средство калибровки. Источником распределенного шума может служить электронная лампа-диод, уровень мощности шумов которой с очень высокой точностью определяется на частотах до 300 *Мгц*. Средний квадрат тока дробового шума в пучке, определяемый уравнением (16.11), создает на резистивной нагрузке  $R$  номинальную мощность шума, которая превышает мощность теплового шума на величину

$$P_N = \frac{1}{2} e I_0 \Gamma^2 R v_p. \quad (16.74)$$

Конструкция шумовых диодов, предназначенных для работы на сверхвысоких частотах, должна обеспечить малое время пролета электронов и выбор возможного устройства для легкого согласования со входом приемника. Были сконструированы диодные генераторы шумов для применения на частотах 45 *Мгц* [171], 1,5 *Ггц* [93,203] и 10 *Ггц* [5]. Типичная лампа CV2341 состоит из внешнего проводника, образующего анод, и внутреннего проводника; их размеры подобраны так, чтобы получить волновое сопротивление 75 *ом*.

В диоде с дисковым впаем, разработанном Компфнером [127] и показанном на рис. 16.28, *а*, выходная мощность шумов поступает в волновод; предусмотрено введение коррекции на время пролета электронов и на затухание, как показано на рис. 16.28, *б*, а также на рассогласование оконечных нагрузок и действие пространственного заряда. При резонансе, когда один конец является замкнутым накоротко, диод может использоваться как относительный источник шума. Один из диодов коаксиального типа [113] имеет сопротивление 50 *ом*, и его эмиссия ограничивается температурой. Непосредственное измерение чувствительности приемника осуществляется, когда мощность шумов на выходе приемника возрастает в 2 раза; тогда, если учитывать коррекцию на время пролета, значение коэффициента шума определяется диодным током в миллиамперах. Уменьшение шума из-за времени пролета на частоте 3 *Ггц* составило 3 *дб*. При потенциале на аноде 300 *в* эмиссия нити накала была ог-

раничена по температуре током, примерно до 100 ма; это позволяло измерять на низких частотах коэффициент шума до 20 дб. Другой коаксиальный генератор шума состоит из цилиндрического пленочного сопротивления и двух термоэлектронных диодов; точность его составляет  $\pm 2\%$  до 300 Мгц и  $\pm 5\%$  до 1,25 Ггц (с калибровкой).

Полупроводниковые диоды использовались также в качестве генератора шума при подаче в них обратного тока в несколько миллиампер. Этот ток вызывает в барьерном слое дробовой шум, и

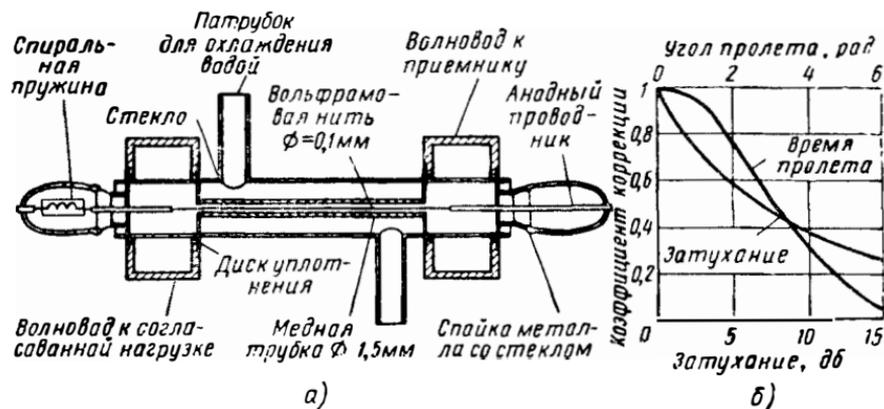


Рис. 16. 28. Термоэлектронный диод, используемый в качестве генератора шума:

а — диод с дисковым спаем в волноводной головке; б — коэффициент корреляции для затухания и угла пролета. (См. [127].)

при надлежащей конструкции его можно получить в выходной волноводной линии. На частоте 24 Ггц диод 1N26 давал мощность избыточного шума 10 дб при обратном токе 4 ма. Объемный резонатор, возбуждаемый электронным пучком, представляет генератор шума другого типа; в этом случае дробовой шум в электронном пучке создает шумовую мощность в объемном резонаторе, который может быть связан со входом приемника. Величина этой мощности шума определяется выражением

$$P_N = \beta_g^2 \bar{I}^2 \nu_b R_{sh}. \quad (16.75)$$

После подстановки значения  $\bar{I}^2$  из уравнения (16.10) получаем

$$P_N = 3,204 \cdot 10^{-19} \beta_g^2 I_0 R_{sh} \nu_b. \quad (16.76)$$

Эффективная шумовая температура равна

$$T_N = P_N / k T_0 \nu_b = 20 \beta_g^2 I_0 R_{sh}. \quad (16.77)$$

Если  $\omega$  — площадь щели, то

$$T_N = (340 / \nu_b \omega) R_{sh} I_0 V_0^{1/2} \quad (16.78)$$

Для тока 1 *ма* на частоте 3 *Гц* была получена мощность шума, превышающая мощность теплового шума на 25 *дб*. На частоте 4 *Гц* применялись клистроны [339].

### 16.5.3. Газоразрядные источники шума

В качестве основы источника широкополосного сигнала с большой выходной мощностью шума [122, 265] могут использоваться газоразрядные лампы [178]. Поле, наводимое заряженными частицами, содержит все частоты с равной вероятностью и без когерентности по фазе, создавая поэтому белый шум [123, 285]. Излучение шума связано, по-видимому, с положительной колонной разряда [125]. Анализ [19, 123, 190] показывает, что шумовая температура является кинетической температурой электронов в колонне разряда. Температура электронов, в свою очередь, управляется энергией ионизации атомов газа, поэтому, как описано в разд. 18.2.1, электроны могут аккумулировать энергию, подвергаясь при этом только упругим ударам, пока они не накопят энергию ионизации. В этой точке они теряют свою энергию и процесс начинается снова. При таких условиях распределение скоростей электронов может быть немасвелловским [381]. Так как потенциалы ионизации и возбуждения газа примерно пропорциональны, между шумовой температурой и частотой монохроматического резонансного излучения существует эмпирическая связь, определяемая формулой [123, 178, 190]

$$\nu_r = 1,18 \cdot 10^{11} T_e. \quad (16.79)$$

Например, ртутный разряд с характеристической частотой  $1,18 \times 10^{15}$  *гц* дает эффективную температуру 11 400° К. Средняя температура электронов находится обычно между 1000 и 40 000° К, в зависимости от области разряда и природы газа. Считают, что сверхвысокая частота, на которой излучение отклоняется от излучения черного тела, есть функция относительной скорости столкновений электронов и атомов, и поэтому разрядные лампы применимы вплоть до очень коротких миллиметровых волн [29, 384].

Чистый аргон дает хорошую температурную стабильность; типичная лампа CV1881 наполняется аргоном до давления 30 *мм рт.ст.* Юз [105] сравнивал на 3 *Гц* мощность шума на выходе с шумовой мощностью нагретой нагрузки. При токе разряда 180 *ма* избыточный шум составляет 15,7 *дб* с максимальной погрешностью 0,1 *дб*. Подобные значения получены [88, 267] и на частоте 9,4 *Гц*. Оказалось, что мощность шума почти не зависит от тока разряда при условии, что последний намного выше критического значения. Это значит, что нет необходимости стабилизировать источник питания и что неизбежные колебания плазмы не модулируют шум на выходе. Критический ток определяется эмпирической формулой [112]

$$I_{kp} = 0,11 + \log [42p(0,13 + 0,56r^2)], \quad (16.80)$$

где *p* — давление в миллиметрах ртутного столба, а *r* — внутренний

радиус лампы в сантиметрах. Средний коэффициент изменения мощности шума лампы CV1881 в области 140—240 *ма* составляет [105] — 0,004 *дб/ма*; критический ток равен  $\sim 150$  *ма*.

Кажущаяся температура, которая может быть больше температуры газа в 100 раз, пропорциональна давлению газа, и температура стенок лампы может оказывать заметное влияние на величину выходной мощности шума. Чиннок [40] исследовал влияние температуры на частоте 4 *Гц*, используя восьмиваттную разрядную лампу Т-5 при токе 75 *ма*. Избыточный шум составлял 15,84 *дб* при температуре стенок колбы, измеренной в волноводной конструкции, равной 45° С, и уменьшался выше этой температуры со скоростью 0,055 *дб/°С*. Эти результаты были подтверждены на частоте 9 *Гц* экспериментами на подобной лампе [112] при токе 200 *ма* и на 40-ваттной лампе Т-12 при токе 400 *ма* [62]. Другие измерения [179] на частоте 9 *Гц*, использующие лампы Т-5 при токе 150 и 250 *ма*, дали аномальные и невоспроизводимые инверсии температурного коэффициента при высоких температурах стенок колбы. Это наводит на мысль, что во избежание таких явлений лампу следует поддерживать при температуре между 40° и 50° С. При уменьшении размеров газовой лампы [29] и увеличении давления пропорционально длине волны температура электронов в области миллиметровых волн остается постоянной. Лампа, содержащая аргон под давлением 20 *мм рт. ст.* при токе 35 *ма*, дает шумовую температуру 11 500° К; другая, содержащая неон под давлением 30 *мм рт. ст.*, при токе 45 *ма* дает температуру 19 300° К. Для поддержания потерь в стекле лампы ниже 0,5 *дб* толщина стенок была сделана равной 0,25 *мм*. Шумовая температура лампы [364], наполненной неоном, на частоте 70 *Гц* была 18,2 *дб* относительно  $T_0$ .

В генераторе шума [209] должно использоваться соответствующее устройство связи для передачи номинальной шумовой мощности разрядной лампы в линию передачи сверхвысоких частот. Степень связи измеряется в значениях вносимых потерь; для получения максимального выходного шума они должны быть бесконечными, и если вносимые потери изменяются с частотой, то возникает отклонение от белого шума. Эффективная шумовая температура на выходной нагрузке равняется

$$T_N = T_{Nt}(1 - L^{-1}) + T_R L^{-1}, \quad (16.81)$$

где  $T_{Nt}$  — действительная шумовая температура лампы;  $T_R$  — температура нагрузки, которая включена в дальнем конце линии. Если предполагается, что эта нагрузка согласована и находится при комнатной температуре, то коэффициент ошибки будет

$$\eta = 1 - L^{-1}. \quad (16.82)$$

Минимальные вносимые потери в децибелах, необходимые для ограничения погрешности до заданного значения, можно вычислить по формуле

$$L_L = 10 \lg (1 - \eta)^{-1}. \quad (16.83)$$

Например, для ограничения колебаний выходного шума до  $0,2 \text{ дБ}$  требуются потери  $13,5 \text{ дБ}$ . Так как ослабление обычно падает до минимального значения на нижней границе диапазона частот, то расчет ведется для этой области. Погрешности могут также возникнуть, если лампа в незажженном состоянии рассогласована с входом приемника и для достижения максимальной точности следует включать согласованную нагрузку. Если это условие выполнено, затухание разрядной лампы в зажженном состоянии можно с успехом удвоить, нагружая ее на короткозамкнутую цепь.

Метод связи шумовой лампы с цепью сверхвысоких частот зависит от рабочей частоты. В типичной головке для частоты  $4 \text{ Гц}$

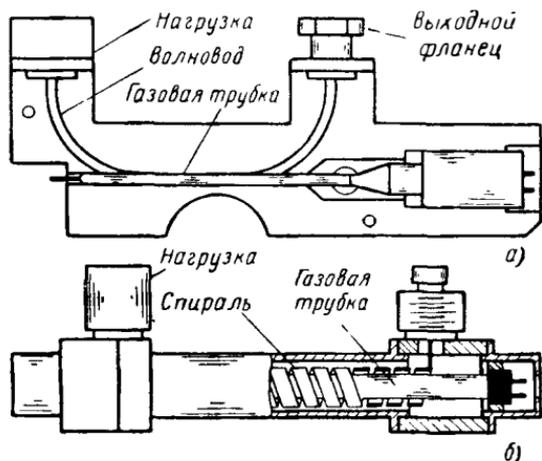


Рис. 16. 29. Генератор шума на газовой лампе: а—генератор для частоты  $35 \text{ Гц}$ , показана только половина головки; б—генератор для частоты  $0,3-1,0 \text{ Гц}$ , источник связан с выходом коаксиальной линии посредством спирали. (См. [254].)

использовался волновод сечением  $47,5 \times 22 \text{ мм}$  и разрядная лампа, находящаяся под углом  $90^\circ$  в плоскости  $H$  устройства. Лучшее согласование полных сопротивлений получалось на частоте  $9 \text{ Гц}$ , если лампа наклонена под углом  $10^\circ$  к плоскости  $E$  волновода сечением  $23 \times 10 \text{ мм}$ . Устройство, показанное на рис. 16.29, а, предназначено для работы на частоте  $35 \text{ Гц}$ ; как видно, лампа расположена вдоль оси волновода сечением  $7 \times 3,5 \text{ мм}$  и по длине составляет несколько длин волн. КСВН на входе при наличии и отсутствии разряда равнялся соответственно 1,2 и 1,1. Для облегчения установки в монтажном гнезде должны точно выдерживаться размеры лампы по длине и хорошо центроваться концевой колпачок. Для питания таких шумовых ламп используются обычные источники питания.

На частотах  $3 \text{ Гц}$  и ниже удовлетворительную связь при небольших размерах можно получить с помощью гребневых волноводов или коаксиальных линий [77]. Например, в одном из широкополосных

генераторов [244] использованы двухпроводные линии, основанные на отрезках коаксиальных цилиндров; согласование с разрядом достигалось с помощью плавного изменения поперечного сечения. Одна из таких ламп, наполненная неоном под давлением 12 мм рт. ст., длиной 610 мм давала шумовую мощность 17 дБ в области частот 0,53—3,3 Гц. Оказалось [227, 228], что замедляющие структуры, подобные спиральным линиям, дают затухание порядка 25 дБ в области частот от 100 МГц до 2 Гц. Связь со спиральями использовалась [126, 251] для источников с перекрытием 0,3—3,0 Гц. В другом случае [254] для частот 0,3—1,0 Гц использовалась разрядная лампа CV1881; спираль с внутренним диаметром 14,8 мм, внешним диаметром 15,8 мм при активной длине 127 мм, шаге намотки 6,35 мм и расстоянии между витками 0,8 мм обладала сопротивлением 70 ом.

На рис. 16.29, б показано размещение газоразрядной лампы внутри спирали. Большой конец системы нагружается на широкополосную нагрузку, состоящую из угольного сопротивления в держателе соответствующей формы, что дает КСВН лучше чем 1,1. В рабочей полосе источник шума обладает переносимыми потерями более 20 дБ, КСВН меньше 1,3, холодными потерями порядка 0,3 дБ и выходной мощностью примерно на 15,5 дБ выше мощности теплового шума. Подобные источники работали в области частот 0,75—1,45 Гц с выходом на 70 ом и в областях 0,3—0,7 Гц и 0,3—1,0 Гц с выходом на 50 ом.

#### 16.5.4. Шумы генераторов на электронных лампах

Шумы, производимые генераторами или усилителями сигналов большого уровня, можно исследовать с помощью измерений электронных пучков [142, 149]. В одном из таких методов [224] использовались лучевые направленные ответвители. На рис. 16.30, а показано устройство на частоте 3 Гц, использовавшееся Смуллином и Фридом [249]. Полученный после настройки различных узлов перехваченный ток составлял лишь  $5 \cdot 10^{-4}$  от тока коллектора. На рис. 16.30, б показано, что напряжение луча можно было бы модулировать импульсами длительностью 0,7 мксек с частотой повторения 4 кГц или прямоугольным напряжением с частотой 200 Гц. В последнем случае для измерения шума с любой нужной задержкой использовался регулируемый строб-импульс длительностью 1,5 мксек. Вообще оказалось, что ток шума вдоль луча периодически изменяется, при этом шумовые свойства можно выразить через произведение максимального и минимального значений.

Шум фона [343] генератора на электронной лампе можно непосредственно измерить с помощью устройства Далмана [49, 50], показанного на рис. 16.31, а. Фильтр на двойном волноводном тройнике после устранения неравенства длин плеч  $l$  подавляет несущую  $\nu_0$ , но пропускает большую часть мощности шума. Чтобы измерить эту мощность шума, гетеродин калиброванного приемника перестра-

ивается в полосе со скоростью несколько мегагерц в секунду. Результаты исправляются с учетом затухания фильтра. Если применять, например, отражательные клистроны, работающие на частоте  $9 \text{ Гц}$ , то мощность шума на частоте, отличающейся от несущей на  $30 \text{ Мгц}$ , составит  $0,8 \cdot 10^{-12} \text{ вт/Мгц}$  для клистрона  $2\text{K}39$  и  $1,6 \cdot 10^{-11} \text{ вт/Мгц}$  для упрочненной  $\text{SRX-52}$ . Если ламповый генератор

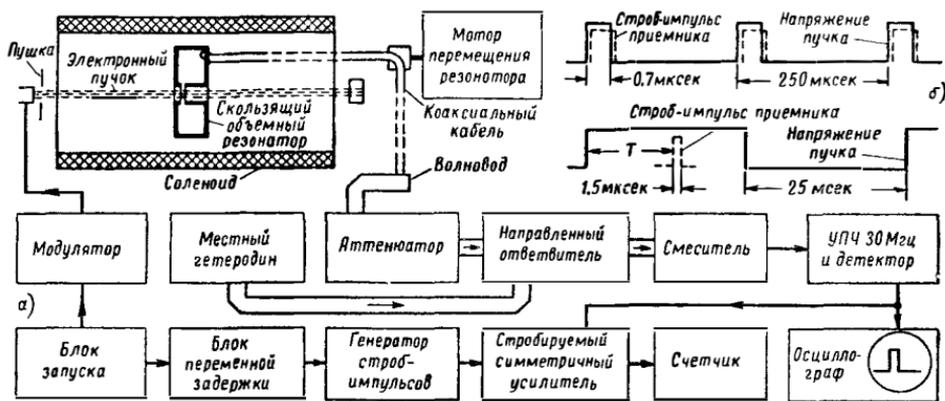


Рис. 16. 30. Измерение мощности шума вдоль электронного пучка:  
 а — устройство прибора и схема; б — форма модулирующего напряжения. (См. [249]).

электронным способом расстраивается относительно средней частоты вида колебаний, то спектр шума имеет асимметрию с более высокой интенсивностью на частотах, находящихся на противоположной стороне от частоты вида колебаний.

Меллер [177] измерил шумы боковых полос, пользуясь схемой, показанной на рис. 16.31, б. Выходной сигнал исследуемой электронной лампы подавался в согласованную нагрузку, а часть сигнала отщеплялась в измерительную схему. Для определения амплитудно-модулированных шумов сигнал подводится к детектору. Переменная составляющая тока усиливается, и мощность частот, проходящих через полосу пропускания избирательного усилителя, измеряется с помощью термопары. Измерение по точкам дает спектральную плотность шума, по которой с помощью графического интегрирования находится средняя мощность шума. Частотные флуктуации измеряют путем преобразования их в амплитудные флуктуации, пропуская сигнал через объемный резонатор. Расстройка резонатора до точек половинной мощности  $A$  и  $B$ , как показано на вставочном графике рис. 16.31, б, обеспечивает максимальную линейную крутизны детектирования. Сигнал на выходе детектора будет тогда содержать амплитудные флуктуации, вызванные шумом, модулированным как амплитудно, так и частотно. Если между амплитудными и частотными флуктуациями нет корреляции, то полная мощность

шумов будет равняться просто сумме двух мощностей. Следовательно, шум, модулированный по частоте, будет равняться суммарному шуму, измеренному вправо или влево от резонанса, минус шум,

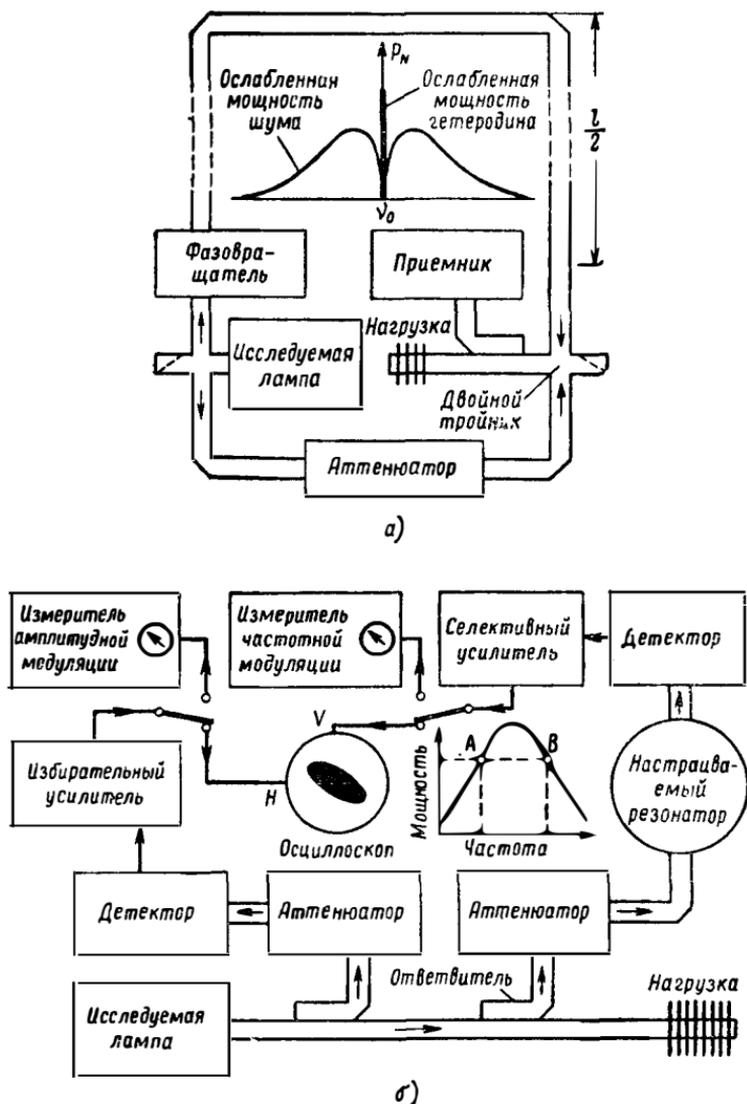


Рис. 16. 31. Измерение шумов электронной лампы:  
 а — схема при широкополосном шуме; б — схема при узкополосном шуме.  
 Эллипс указывает на некоторую корреляцию между амплитудной и частотной модуляциями. (См. [49, 177].)

модулированный по амплитуде, измеренный без резонатора. Если существует корреляция, то для произвольного фазового угла между амплитудными и частотными флуктуациями напряжение суммарно-

го шума в одной точке половинной мощности будет равняться векторной сумме, а в другой такой точке — векторной разности шумов двух типов флюктуаций. В этом случае шум, модулированный частотно, будет пропорционален среднему значению полных мощностей, измеренных справа и слева от резонанса, минус шум, модулированный амплитудно.

Взаимную корреляцию между шумами, модулированными амплитудно и частотно, можно наблюдать, подавая одно флюктуирующее напряжение на вертикальные пластины осциллоскопа, а другое на горизонтальные. При одинаковой полосе частот и одинаковых усилениях при наличии корреляции получается эллипс, а при отсутствии корреляции — круг. По параметрам отдельного эллипса можно вычислить [266] коэффициент корреляции. В другой модификации данного устройства детекторы работали в квадратичной области и выбирались так, чтобы характеристики преобразования были одинаковыми; при этом выходные сигналы выравнивались с помощью переменного аттенюатора. Тогда оба амплитудно-модулированных напряжения будут также равными и их можно взаимно компенсировать, подавая сигналы в первичную обмотку смещающего трансформатора. Напряжение, появляющееся на вторичной обмотке, будет обусловлено частотной модуляцией; его можно усилить и измерить с помощью анализатора гармоник. Было произведено сравнение этого и других методов измерений шумов в электронных лампах [332].

Описанные методы были использованы для измерений шумов с различными типами электронных ламп [95, 287, 395]. Результаты измерений [177] на отражательном клистроне 2К39 дали величину шума амплитудно-модулированного — 95 дБ на 1 Мгц полосы и среднеквадратичную девиацию частоты 25 гц в области 0,1—10 кгц от несущей частоты. Клистрон РКХ-2, дававший мощность 150 вт в диапазоне 8,5—10 Ггц, имел [130] среднеквадратичную девиацию 3,3—12 кгц; при закреплении настраивающих диафрагм одной лампы, помещая их для этого в пластмассовую оболочку, девиация уменьшилась с 5,3 до 0,2 кгц. В ряде случаев [4, 64] было обнаружено [96], что температура шума фона триодов с заземленной сеткой увеличивается с частотой в области измерения 500—870 Мгц.

Лампы бегущей волны обладают другой шумовой характеристикой [1, 208, 349], так как ее сверхвысокочастотная структура является широкополосной. Измерения [139] на 5-ваттном усилителе прямой волны показали, что частотная девиация чувствительна к внутреннему давлению газа; такие результаты указывают на влияние положительных ионов [195, 235]. Избыточный шум и тенденция к генерации уменьшаются, когда давление падает ниже, чем  $10^{-6}$  мм рт. ст., и исчезают при давлении около  $10^{-8}$  мм. Лампы обратной волны можно использовать в качестве гетеродинов, пере-страиваемых в широких пределах, и их шум фона уже изучен [41, 247]. Типичная лампа с областью перекрытия 7—11,5 Ггц обладает при отклонении от несущей на 3 Мгц спектральной шумовой мощ-

ностью —140 дБ, падающей до —160 дБ при отклонении на 10 МГц. На этот фон наложена последовательность пиков шума, превышающих условный уровень на 20 дБ и обладающих полосой около 0,5 МГц. Такое поведение спектра шума является также результатом колебаний положительных ионов. Предварительные измерения [128] частотной модуляции показывают, что среднеквадратичное значение девиации составляет около 1—10 кГц. Результаты [294], приведенные на рис. 16.32, показывают, что шум боковых полос

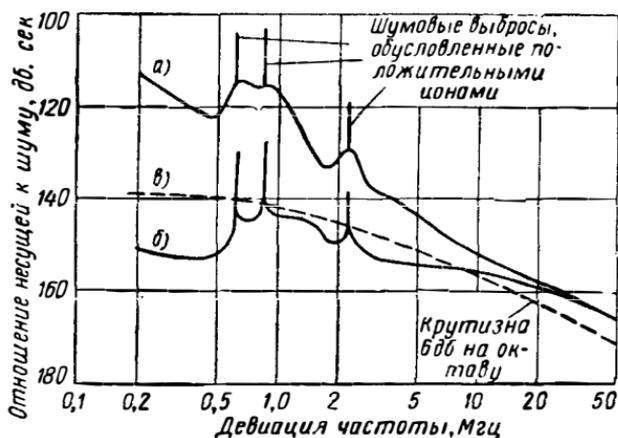


Рис. 16. 32. Шумы боковых полос в электронных лампах:

а — общий шум; б — шум амплитудной модуляции плюс шум фона генератора обратной волны С043; в — общий шум клистрона V58.

частотной модуляции лампы-генератора обратной волны существует на частотах, отличающихся от несущей на 20 МГц; для сравнения показан также шум отражательного клистрона.

Лампы со скрещенными полями также обладают широкополосной схемой и на их выходе наблюдаются подобные флуктуации [333, 361]. Измерения на магнетронах, работающих в импульсном режиме, включали измерения частотной стабильности [6] и шумов в предколебательном и колебательном состояниях. Были также проведены исследования выходного шума магнетронов непрерывного действия [11, 89, 134, 168, 169]; магнетроны типа РК5609, дающие на частоте 2,45 ГГц выходную мощность 100 Вт, имеют среднеквадратичную девиацию в пределах 1—80 кГц в зависимости от испытываемой лампы. Карсинотроны М-типа обнаруживают [128] девиацию 6—13 кГц и спектральную шумовую мощность на частотах, отличающихся от несущей на 40 МГц, на 157—180 дБ ниже уровня выходного сигнала. Как было найдено [46], фон таких ламп составляет —140 дБ при удалении на 1 МГц от несущей частоты 3,4 ГГц; коэффициент шума приемников на 20 дБ выше, чем в случае, когда в качестве гетеродинов используются отражательные

клистроны. Маломощный магнетрон, перестраиваемый с помощью напряжения в области 1,5—3,5 Гц, увеличивает [28] коэффициент шума приемника на 2—4 дб.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Agdur, B. N., and Asdai, C. G. L.: «Noise Measurements on a Travelling-Wave Tube», *Acta polytech.*, 1951, No. 86, p. 1.
2. Anderson, L. K., and Hendry, A.: «An Investigation of the Properties of Germanium Mixer Crystals at Low Temperatures», *Trans. I.R.E.*, 1958, **MTT-6**, p. 393.
3. Armstrong, E. H.: «Some Recent Developments of Regenerative Circuits», *Proc. I.R.E.*, 1922, **10**, p. 244.
4. Ashby, D. E. T. F., and Dyott, R. B.: «Measuring Modulation Noise from a High-Power C. W. Klystron Amplifier», *Proc. I. E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 12, p. 879.
- \*5. Averkov, S. I., et al.: «Noise-Diode Generator for the 3 cm Band», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 758.
6. Ayres, H. F., and Woods, R. E.: «A Magnetron Test-Set for M.T.I. Purposes», *Trans. I.R.E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 123.
7. Ayres, W. P., Vartanian, P. H., and Melchor, J. L.: «Frequency Doubling in Ferrites», *J. appl. Phys.*, 1956, **27**, p. 188.
8. Ayres, W. P.: «Millimetre-Wave Generation Experiment Utilizing Ferrites», *Trans. I.R.E.*, 1959, **MTT-7**, p. 62.
9. Barlow, H. M., Brown, J., and Krishna, K. V. G.: «A New Microwave Mixer», *Nature*, 1958, **181**, p. 1008.
10. Baron, C.: «On the Theory of the Microwave Crystal Mixer», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 11, p. 662.
11. Barrington, A. E.: «A High-Temperature Cantilever-Cathode for Noise Investigations of 8 mm C.W. Magnetron», *J. Electronics*, 1956, **1**, p. 421.
12. Bates, D. J., and Ginzton, E. L.: «A Travelling-Wave Frequency Multiplier», *Proc. I.R.E.*, 1957, **45**, p. 938.
- \*13. Bazarov, E. N., and Zhabotinskii, M. E.: «Frequency Conversion with a Reflex Klystron», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, **4**, p. 253.
14. Beam, W. R.: «Interception Noise in Electron Beams at Microwave Frequencies», *RCA Rev.*, 1955, **16**, p. 551.
15. Bell, R. L.: «Klystron-Oscillator Noise Theory», *Brit. J. appl. Phys.*, 1956, **7**, p. 262.
16. Bennett, W. R.: «Methods of Solving Noise Problems», *Proc. I.R.E.*, 1956, **44**, p. 609.
17. Bennett, W. R.: «Response of a Linear Rectifier to Signal and Noise», *J. Acoust. Soc. Amer.*, 1944, **15**, p. 164.
18. Benson, F. A., and Lusher, G. V. G.: «Voltage Stabilizers for Microwave Oscillators», *Electronic Engng*, 1954, **26**, p. 106.
19. Bergmann, S. M.: «Spectral Distribution of Thermal Noise in a Gas Discharge», *Trans. I.R.E.*, 1957, **MTT-5**, p. 237.
20. Bergmann, S. M.: «One Aspect of Minimum-Noise-Figure Microwave Mixer Design», *Trans. I.R.E.*, 1958, **MTT-6**, p. 324.
- \*21. Bershtein, I. L.: «Fluctuation of Oscillations of Klystron Generator», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1956, **106**, p. 453.
22. Bess, L.: «Study of 1/f Noise in Semiconductor Filaments», *Phys. Rev.*, 1956, **103**, p. 72.
23. Bleaney, B.: «The Crystal Valve», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 1, p. 184.
24. Bleaney, B., Ryde, J. W., and Kinman, T. H.: «Crystal Valves», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 5, p. 847.
25. Bleaney, B., Griffiths, J. H. E., and Roaf, D.: «The Design of Signal Generators for 10 cm and 3 cm Wavelengths and the Measure-

- ment of Receiver Noise Factor», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 9, p. 1387.
26. B o l i n d e r, E. F.: «Noisy and Noise-free Two-port Networks Treated by the Isometric Circle Method», *Proc. I.R.E.*, 1957, **45**, p. 1412.
  27. B o r n, M.: «Atomic Physics» (Blackie, London, 1944).
  28. B o y d, J. A.: «Noise Characteristics of a Voltage-Tunable Magnetron», *Trans. I.R.E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 201.
  29. B r i d g e s, T. J.: «A Gas-Discharge Noise Source for Eight-Millimetre Waves», *Proc. I.R.E.*, 1954, **42**, p. 818.
  30. B r o n w e l l, A. B., W a n g, T. C., N i t z, I. C., M a y, J., and W a c h o w s k i, H.: «Vacuum-Tube Detector and Converter for Microwaves using Large Electron Transit Angles», *Proc. I.R.E.*, 1954, **42**, p. 1117.
  31. B r o p h y, J. J.: «Crystalline Imperfections and *1/f* Noise», *Phys. Rev.*, 1959, **115**, p. 1122.
  - \*32. B u n k i n, F. V., and K a r l o v, N. V.: «The Sensitivity of Radiometers», *Zh. tekhn. Fiz.*, 1955, **25**, pp. 430 and 733.
  33. B u r g e s s, R. E.: «Contact Noise in Semiconductors», *Proc. Phys. Soc.*, 1953, **66B**, p. 334.
  34. B u r g e s s, R. E.: «Noise in Receiving Aerial Systems», *Proc. Phys. Soc.*, 1941, **53**, p. 293.
  35. B u r g e s s, R. E.: «Fluctuation Noise in a Receiving Aerial», *Proc. Phys. Soc.*, 1946, **58**, p. 313.
  36. C a c h e r i s, J. C., and K a r a y a n i s, N.: «Ferrite Microwave Detector», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 594.
  37. C a s t r o, P. S., and N e e d l e, J. S.: «The Use of Beam Defocusing to Provide a Microwave Detector», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 82.
  38. C a y z a c, J.: «Automatic Frequency Control for Centimetre-Wave Communication Transmitter», *Onde elect.*, 1955, **35**, p. 151.
  39. C h e s s i n, P. L.: «A Bibliography on Noise», *Trans. I. R. E.*, 1955, **IT-1**, No. 2, p. 15.
  40. C h i n n o c k, E. L.: «A Portable, Direct-Reading Microwave Noise Generator», *Proc. I. R. E.*, 1952, **40**, p. 160.
  41. C i c c h e t t i, J. B., and M u n u s h i a n, J.: «Noise Characteristics of a Backward-Wave Oscillator», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, pt 3, p. 84.
  42. C o h n, M., and K i n g, W. C.: «A Sideband-Mixing Superheterodyne Receiver», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 1595.
  43. C o h n, M., and N e w m a n, J. B.: «Microwave Mixer Performance at Higher Intermediate Frequencies», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 3, p. 169.
  44. C o l l i n g s, E. W.: «A Filament Noise Source for 3 Gc/s», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106C**, p. 97.
  45. C o n f a l o n e, J. L., and R a m b o, W. R.: «Radar A. F. C. System uses Mechanical Tuning», *Electronics*, 1956, **29**, April, p. 138.
  46. C o n v e r t, G., and D o e h l e r, O.: «The Signal to Noise Ratio in the M-Carcinotron», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 184.
  47. C o o k, F. W.: «A Precision Microwave Signal Generator», *A. T. E. J.*, 1958, **14**, No. 1, p. 2.
  48. C u r r i e, C. H.: «Carcinotron Harmonics boost Receiver Range», *Electronics*, 1959, **32**, February 27th, p. 58.
  49. D a l m a n, G. C., and R h o a d s, A. S.: «Microwave Oscillator Noise Spectrum Measurements», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 51.
  50. D a l m a n, G. C., and O r t i z, E.: «Measurements of Microwave Local-Oscillator Noise», *Proc. Nat. Electronic Conf.*, 1953, **9**, p. 833.
  51. D a v i s, R. E., and D e a r l e, R. C.: «A Method for the Accurate Measurement of the Noise Temperature Ratio of Microwave Mixer Crystals», *Trans. I. R. E.*, 1955, **MTT-3**, No. 6, p. 27.
  52. D e G r a s s e, R. W., and W a d e, G.: «Microwave Mixing and Frequency Dividing», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1013.

53. Dicke, R. H.: «The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies», *Rev. sci. Instrum.*, 1946, **17**, p. 268.
54. Diemer, G.: «Microwave Diode Conductance in the Experimental Region of the Characteristic», *Philips res. Rep.*, 1951, **6**, p. 211.
55. Ditchfield, C. R.: «Crystal-Mixer Design at Frequencies from 20, 000 to 60, 000 Mc/s», *Proc. I. E. E.*, 1953, **100B**, p. 365.
56. Douglas, R. W., and James, E. G.: «Crystal Diodes», *Proc. I. E. E.*, 1951, **98**, pt III, p. 157.
57. Drake, F. D., and Ewen, H. I.: «A Broad-Band Microwave Source Comparison Radiometer for Advanced Research in Radio Astronomy», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 53.
58. Dresel, L. A. G., Moxon, L. A., and Schneider, E. E.: «A Direct-Reading Instrument for the Measurement of Noise Factor, and its Application to the Testing of Microwave Mixer Crystals», *J. sci. Instrum.*, 1948, **25**, p. 295.
59. Dye, N. E., Hessler, J., Knight, A. J., Miesch, R. A., and Papp, G.: «Microwave Detection with Vacuum-Tube Diodes», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 3, p. 40.
60. Dye, N. E., Hessler, J., Knight, A. J., Miesch, R. A., and Papp, G.: «Vacuum-Diode Microwave Detection», *Electronics*, 1959, **32**, April 24th, p. 110.
61. Dyson, P. E.: «Marconi Signal Generators», *Marconi Instrum.*, 1956, **5**, p. 133.
62. Easley, M. A., and Mumford, W. W.: «Electron Temperature v. Noise Temperature in Low Pressure Mercury — Argon Discharges», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 846.
63. Edwards, C. P.: «Microwave Converters», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 1181.
64. Espersen, G. A.: «A Low-Noise High-Power Klystron Oscillator of Great Reliability», *Vide*, 1956, **11**, No. 65, p. 270, and *Onde Elect.*, 1957, **37**, p. 65.
65. Evans, J. H.: «Applications of Crystal Rectifiers at Frequencies up to 10, 000 Mc/s», *J. Brit. J. R. E.*, 1948, **8**, p. 112.
66. Familier, H.: «Linear Discriminator for Ultra-High Frequencies», *Ann. Radioelect.*, 1953, **8**, p. 211.
67. Fanguin, R., and Raoult, G.: «Microwave Discriminator: Part 1 — Stabilization of Oscillator», *J. Phys. Radium*, 1954, **15**, p. 133.
68. Favin, D. L.: «A Swept, Broad Band Microwave Double Detection System with Automatic Synchronization», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1965, pt 5, p. 184.
69. Feldman, E. J.: «Recent Developments in Microwave Diodes», *Sylvania Technol.*, 1958, **11**, p. 71.
70. Flynn, C. W.: «A Multiple-Frequency Local Oscillator», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 3, p. 53.
71. Fong, A.: «New 7—11 kMc/s Signal Generator Yields Valuable Design Hints», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1954, **13**, p. 92.
72. Fontana, J. R., and Shaw, H. J.: «Harmonic Generation at Microwave Frequencies using Field-Emission Cathodes», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1424.
73. Fortini, M. M., and Vilms, J.: «Solid-State Generator for Microwave Power», *Electronics*, 1959, **32**, September 4th, p. 42.
74. Foster, D. E., and Seeley, S. W.: «Automatic Tuning, Simplified Circuits and Desing Practice», *Proc. I. R. E.*, 1937, **25**, p. 289.
75. Freeman, J. J.: «Noise Comparator for Microwaves», *Radio Televis. News*, 1953, **49**, p. 11.
76. Friis, H. T.: «Receiver Noise Figures», *Proc. I. R. E.*, 1944, **32**, p. 419.
77. Friz, W.: «A Microwave Wide-Band Noise-Generator in Coaxial-Line Form», *Fernmeldetech. Z.*, 1953, **6**, p. 583.
78. Froome, K. D.: «An 8-volt Cold-Cathode Mercury Arc Emitting Microwaves», *Nature*, 1957, **179**, p. 267.

79. Froome, K. D.: «A New Microwave Harmonic Generator», *Nature*, 1959, **184**, p. 808.
80. Gabor, D.: «Communication Theory and Physics», *Phil. Mag.*, 1950, **41**, p. 1161.
81. Galejs, J.: «Comparison of Subtraction-Type and Multiplier-Type Radiometers», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1420.
82. George, D. E.: «The Wamoscope — a Microwave Display Device», *Sylvania Technol.*, 1957, **10**, p. 5.
83. Germeshausen, K. J., Goldberg, S., and McDonald, D. F.: «A High Sensibility Cathode-Ray Tube for Millimicrosecond Transients», *Trans. I. R. E.*, 1957, **ED-4**, p. 152.
84. Glass, R. C., Sims, G. D., and Stainsby, A. G.: «Noise in Cut-off Magnetrons», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102**, pt III, p. 81.
85. Goldberg, H.: «Some Notes on Noise Figures», *Proc. I. R. E.*, 1948, **36**, p. 1205.
86. Goldman, S.: «Frequency Analysis, Modulation and Noise» (McGraw-Hill, New York, 1948).
87. Goldstein, S. J.: «A Comparison of Two Radiometer Circuits», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1663.
88. Gordon-Smith, A. C., and Lane, J. A.: «Measurements on Gas-Discharge Noise Sources at Centimetre Wavelengths», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, p. 545.
89. Gottschalk, W. M.: «Direct Detection Studies of Noise in C. W. Magnetrons», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 91.
90. Grant, E. F.: «The Response of Frequency Discriminators to Pulses», *Proc. I. R. E.*, 1949, **37**, p. 387.
91. Greene, J. C.: «Stability Requirements and Calibration of Radiometers when Measuring Small Noise Powers», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 359.
92. Grifone, L.: «Crystal Frequency Multipliers for Centimetre and Millimetre Waves», *Ricerca sci.*, 1954, **24**, p. 1870.
93. Groendijk, H.: «A Noise Diode for Ultra-High Frequencies», *Philips tech. Rev.*, 1958, **20**, p. 108.
94. Gruber, P.: «Crystal Converter for Tropo-Scatter Receivers», *Electronics*, 1958, **31**, April 11th, p. 78.
95. Häggblom, H.: «The Spectral Density of the A. M. Noise in Reflex Klystrons», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, p. 497.
96. Harris, W. A.: «Measurement and Analysis of Triode Noise», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 206.
97. Haus, H. A.: «Noise in One-Dimensional Electron Beam», *J. appl. Phys.*, 1955, **26**, p. 560.
98. Haus, H. A., and Adler, R. B.: «An Extension of the Noise-Figure Definition», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 690.
99. Hawkins, P. O., Curnow, H. J., and Redstone, R.: «The Coaxial-Line Diode — A Rectifier of Microwaves», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 12, p. 886.
100. Herold, E. W., Bush, R. R., and Ferris, W. R.: «Conversion Loss of Diode Mixers having Image-Frequency Impedance», *Proc. I. R. E.*, 1945, **33**, p. 603.
101. Hey, J. S., and Huges, V. A.: «A Method of Calibrating Centimetric Radiometers Using a Standard Noise Source», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 119.
102. Hok, G.: «Statistical Approach to the Space-Charge Distribution in a Cut-off Magnetron», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 983.
103. Holland, R. D., and Goddel, N. A.: «A Continuous Monitor of Microwave Receiver Noise-Factor», *J. Brit. I. R. E.*, 1954, **14**, p. 322.
104. Houlding, N.: «Mixer Crystal Noise», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 917.

105. Hughes, V. A.: «Absolute Calibration of a Standard-Temperature Noise Source for Use with S-Band Radiometers», *Proc. I. E. E.*, 1956, **103B**, p. 669.
106. Humphreys, B. L.: «The Definition of Noise Factor when Applied to Systems containing Negative-Resistance Elements», *J. Electronics Control*, 1959, **7**, p. 77.
107. Hyde, F. J.: «Measurements of Noise Spectra of a Point Contact Germanium Rectifier», *Proc. Phys. Soc.*, 1953, **66B**, p. 1017.
108. Hyde, F. J.: «Fluctuation Noise», *Wireless Engr*, 1956, **33**, p. 271.
109. Jenks, F. A.: «Simplified Microwave A. F. C.: Parts 1 and 2», *Electronics*, 1947, **20**, November, p. 120, and December, p. 132.
110. Jenny, D. A.: «A Gallium Arsenide Microwave Diode», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 717.
111. Johnson, C. M., Slager, D. M., and King, D. D.: «Millimeter Waves from Harmonic Generators», *Rev. sci. Instrum.*, 1954, **25**, p. 213.
112. Johnson, H., and Deremer, K. R.: «Gaseous Discharge Super-High-Frequency Noise Sources», *Proc. I. R. E.*, 1951, **39**, p. 908.
113. Johnson, H.: «A Coaxial-Line Diode Noise Generator for U. H. F.», *RCA Rev.*, 1947, **18**, p. 169.
114. Johnson, H. R.: «A Wideband Power Mixer Tube», *Trans. I. R. E.*, 1953, **ED-4**, p. 15.
115. Johnson, J. B.: «The Schottky Effect in Low Frequency Circuits», *Phys. Rev.*, 1925, **26**, p. 71.
116. Johnson, J. B.: «Thermal Agitation of Electricity in Conductors», *Phys. Rev.*, 1928, **32**, p. 97.
- \*117. Karlov, N. V.: «The Sensitivity of a Radiometer with A. G. C.», *Radiotekh. Elektron.*, 1958, **3**, p. 74.
118. King, W. C., and Gordy, W.: «One-to-Two Millimetre Wave Spectroscopy: Part 4 — Experimental Methods and Results for COS, CH<sub>3</sub>F and H<sub>2</sub>O», *Phys. Rev.*, 1954, **93**, p. 407.
119. Kitai, S.: «A Harmonic Generator by Use of the Nonlinear Capacitance of Germanium Diode», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1307.
120. Kitai, R.: «Coherent and Incoherent Detectors», *Electronic Radio Engr*, 1957, **34**, No. 3, p. 96.
121. Klein, W.: «On the Noise of Transit Time Tubes», *Frequenz*, 1952, **6**, p. 45.
122. Klein, W., and Friz, W.: «The Gas-Discharge Tube as a Device for Noise Measurement in the Centimetre Wave-Band», *J. Electronics*, 1956, **1**, p. 589.
123. Knol, K. S.: «Determination of the Electron Temperature in Gas Discharges by Noise Measurements», *Philips res. Rep.*, 1951, **6**, p. 288.
124. Knol, K. S.: «A Thermal Noise Standard for Microwaves», *Philips res. Rep.*, 1957, **12**, p. 123.
125. Kojima, S., and Takayama, K.: «Noise Temperature of a D. C. Gas Discharge Plasma», *Phys. Rev.*, 1950, **80**, p. 907.
126. Kollanyi, M.: «Application of Gas Discharge Tubes as Noise Sources in the 1700—2300 Mc/s Band», *J. Brit. I. R. E.*, 1958, **18**, p. 541.
127. Kompener, R., Hatton, J., Schneider, E. E., and Dresel, L. A. G.: «The Transmission-Line Diode as Noise Source at Centimetre Wavelengths», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, p. 1436.
128. Krulee, R. L.: «Carcinotron-Noise Measurements», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 131.
129. Kyte, D. J.: «Anomalous Characteristics of Silicon Point-Contact Rectifiers», *J. Electronics*, 1956, **2**, p. 247.
130. LaPlante, R. A.: «Development of a Low-Noise X-Band C. W. Klystron Power Oscillator», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 99.
- \*131. Lawson, J. L., and Uhlenbeck, G. E.: «Threshold Signals», (McGraw-Hill, New York, 1950).

132. Lee, G. M.: «A Three-Beam Oscillograph for Recording Frequencies up to 10, 000 Mc/s», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 121.
133. Leenov, D., and Uhler, A.: «Generation of Harmonics and Subharmonics at Microwave Frequencies with  $p - n$  Junction Diodes», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1724.
134. Lehr, C. G., and Collins, A. L.: «Physical Mechanism of Noise Generation in Magnetrons», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 260.
- \*135. Levin, M. L.: «Electrodynamical Theory of Thermal Radiation», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1955, **102**, p. 53.
136. Lewin, L.: «The Efficiency of a Ferrite as a Microwave Mixer», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106C**, p. 153.
137. Lewis, F. D.: «Harmonic Generation in the U. H. F. Region by Means of Germanium Crystal Diodes», *Gen. Radio, Exp.*, 1951, **26**, p. 6.
138. Lewis, W. B.: «Radio Receivers», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 1, p. 272.
139. Liebsher, R., and Muller, R.: «Frequency Noise in Traveling-Wave Tubes», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 11, p. 796.
140. Lindemann, W. W., and Ziel, A. van der: «On the Cause of the Anomalous Flicker Effect», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 448.
141. Lodge, Oliver, J.: «The History of the Coherer Principle», *Electrician*, 1897, **40**, November 12th, p. 87.
142. Louis, H. P.: «Investigations of the Anomalous Noise in Magnetically Focused Electron Beams», *Tech. Mitt. PTT*, 1958, **36**, p. 333.
143. Lynch, G.: «Primary Standard Thermal Noise Generator», *Radio Electronic Engng*, 1953, **26**, p. 10.
144. McCoy, C. T.: «Present and Future Capabilities of Microwave Crystal Receivers», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 61.
145. McCoy, C. T.: «Principles of Low-Noise Receiver Design», *Electronic Industr.*, 1957, **16**, November, p. 54.
146. Macfarlane, G. G.: «A Theory of Flicker Effect in Valves and Impurity Semiconductors», *Proc. Phys. Soc.*, 1947, **59**, p. 366.
147. Macfarlane, G. G.: «A Theory of Contact Noise in Semiconductors», *Proc. Phys. Soc.*, 1950, **63B**, p. 807.
148. Macfarlane, G. G.: «On the Energy Spectrum of an Almost Periodic Succession of Pulses», *Proc. I. R. E.*, 1949, **37**, p. 1139.
149. McIntosh, B. A.: «An Experimental Study of Interception Noise in Electron Streams at Microwave Frequencies», *Canad. J. Phys.*, 1959, **37**, p. 285.
150. MacPherson, A. C.: «An Analysis of the Diode Mixer Consisting of Nonlinear Capacitance and Conductance and Ohmic Spreading Resistance», *Trans. I. R. E.*, 1957, **MTT-5**, p. 43.
151. MacPherson, A. C.: «The Germanium Microwave Crystal Rectifier», *Trans. I. R. E.*, 1959, **ED-6**, p. 83.
152. Machin, K. E., Ryle, M., and Vonberg, D. D.: «The Design of an Equipment for Measuring Small Radio Frequency Noise Powers», *Proc. I. E. E.*, 1952, **99**, pt III, p. 127.
153. Matare, H. F.: «Background Noise of Crystal Diodes», *Onde elect.*, 1949, **29**, p. 231.
154. Maxwell, E., and Leon, B. J.: «Noise Measurements in the U. H. F. Range», *Trans. I. R. E.*, 1955, **MTT-3**, No. 6, p. 62.
155. Maxwell, E., and Leon, B. J.: «Absolute Measurement of Receiver Noise Figures at U. H. F.», *Trans. I. R. E.*, 1956, **MTT-4**, p. 81.
156. Mayer, C. H.: «Improved Microwave Noise Measurements using Ferrites», *Trans. I. R. E.*, 1956, **MTT-4**, p. 24.
157. Mayer, C. H.: «Improved Noise Power Measurements through the Use of Ferrites», *J. geophys. Res.*, 1954, **59**, p. 188.
158. Melchor, J. L., Ayres, W. P., and Vartanian, P. H.: «Microwave Frequency Doubling from 9 to 18 kMc/s in Ferrites», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 643.

159. Mendel, J. T.: «Microwave Detector», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 503.
160. Mercier, J. M., and Musson-Genon, R. P.: «Silicon Crystal Detectors», *Onde elect.*, 1953, **33**, p. 40.
161. Messenger, G. C.: «Cooling of Microwave Crystal Mixers and Antennas», *Trans. I. R. E.*, 1957, **MTT-5**, p. 62.
162. Messenger, G. C., and McCoy, C. T.: «Theory and Operation of Crystal Diodes as Mixers», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1269.
163. Messenger, G. C., and McCoy, C. T.: «A Low Noise Figure Microwave Crystal Diode», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1955, pt 8, p. 68.
164. Messenger, G. C.: «New Concepts in Microwave Mixer Diodes», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1116.
165. Middleton, D.: «The Spectrum of Frequency-Modulated Waves after Reception in Random Noise — Parts I and II», *Quart. appl. Math.*, 1949, **7**, p. 129, and 1950, **8**, p. 59.
166. Middleton, D.: «On the Distribution of Energy in Noise-and-Signal Modulated Waves», *Quart. appl. Math.*, 1952, **9**, p. 337, and **10**, p. 35.
167. Middleton, D.: «Some General Results in the Theory of Noise through Nonlinear Devices», *Quart. appl. Math.*, 1948, **5**, p. 445.
168. Middleton, D.: «Theory of Phenomenological Models and Direct Measurements of the Fluctuating Output of C. W. Magnetrons», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 56.
169. Middleton, D., Gottschalk, W. M., and Wiesner, J. B.: «Noise in C. W. Magnetrons», *J. appl. Phys.*, 1953, **24**, p. 1065.
170. Miller, P. H.: «Noise Spectrum of Crystal Rectifiers», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 252.
171. Moffatt, J.: «A Diode Noise Generator», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 9, p. 1335.
172. Moll, J. L., Uhlir, A., and Senitzky, B.: «Microwave Transients from Avalanching Silicon Diodes», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1306.
173. Mollive, L.: «The Precise Measurement of Noise Temperature of Two-Terminal Networks in the Decimetre Wavelength Range by a Substitution Method», *Arch. elekt. Ubertragung*, 1957, **11**, p. 295.
- \*174. Montgomery, C. G.: «Technique of Microwave Measurements» (McGraw-Hill, New York, 1947).
175. Mott, N. F., and Gurney, R. W.: «Electronic Processes in Ionic Crystals» (University Press, Oxford, 1940).
176. Moxon, L. A.: «The Noise Characteristics of Radar Receivers», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 6, p. 1130.
177. Mueller, R.: «Noise Measurements of Microwave Local Oscillators», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 42.
178. Mumford, W. W.: «A Broad-Band Microwave Noise Source», *Bell Syst. tech. J.*, 1949, **28**, p. 608.
179. Mumford, W. W., and Schafersman, R. L.: «Data on the Temperature Dependence of X-Band Fluorescent Lamp Noise Sources», *Trans. I. R. E.*, 1955, **MTT-3**, No. 6, p. 12.
180. Nethercot, A. H.: «Harmonics at Millimetre Wavelengths», *Trans. I. R. E.*, 1954, **MTT-2**, No. 3, p. 17.
181. Nicoll, G. R.: «The Measurement of Thermal and Similar Radiations at Millimetre Wavelengths», *Proc. I. E. E.*, 1957, **104B**, p. 519.
182. Nicoll, G. R.: «Noise in Silicon Microwave Diodes», *Proc. I. E. E.*, 1954, **101**, pt III, p. 317.
183. North, D. O.: «The Absolute Sensitivity of Radio Receivers», *RCA Rev.*, 1942, **6**, p. 332.
184. North, D. O., and Friis, H. T.: «Discussion on Noise Figures of Radio Receivers», *Proc. I. R. E.*, 1945, **33**, p. 125.
185. Nyquist, H.: «Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors», *Phys. Rev.*, 1928, **32**, p. 110.

186. Ohl, R. S., Budenstein, P. P., and Burrus, C. A.: «Improved Diode for the Harmonic Generation of Millimetre and Sub-millimetre Waves», *Rev. sci. Instrum.*, 1959, **30**, p. 765.
187. Owaki, K., Terahata, S., Hada, T., and Nakamura, T.: «The Travelling-Wave Cathode-Ray Tube», *Proc. I. R. E.*, 1950, **38**, p. 1172.
188. Page, C. H.: «Frequency Conversion with Positive Nonlinear Resistors», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1956, **56**, p. 179.
189. Papp, G.: «Mechanism of Rectification in Vacuum-Tube Diodes at Microwave Frequencies», *Elect. Commun.*, 1954, **31**, p. 215.
190. Parzen, P., and Goldstein, L.: «Current Fluctuations in D. C. Gas Discharge Plasma», *Phys. Rev.*, 1950, **79**, p. 190.
191. Patla, N. N.: «Measurement of Noise Factor in Centimetric Radar», *J. Instn Telecomm. Engrs (New Delhi)*, 1956, **3**, p. 32.
192. Peterson, L. C.: «Space-Charge and Transit-Time Effects on Signal and Noise in Microwave Tetrodes», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 1264.
193. Petritz, R. L.: «On the Theory of Noise in  $p - n$  Junctions and Related Devices», *Proc. I. R. E.*, 1952, **40**, p. 1440.
194. Petritz, R. L.: «A Theory of Contact Noise», *Phys. Rev.*, 1952, **87**, p. 535.
195. Pierce, J. R.: «Possible Fluctuations in Electron Streams due to Ions», *J. appl. Phys.*, 1948, **19**, p. 231.
196. Pierce, J. R.: «Noise in Resistances and Electron Streams», *Bell Syst. tech. J.*, 1948, **27**, p. 158.
197. Pierce, J. R.: «A New Method of Calculating Microwave Noise in Electron Streams», *Proc. I. R. E.*, 1952, **40**, p. 1675.
198. Pierce, J. R.: «The General Sources of Noise in Vacuum Tubes», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 135.
199. Pierce, J. R.: «Physical Sources of Noise», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 601.
200. Pippin, J. E.: «Frequency Doubling and Mixing in Ferrites», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 1054.
- \*201. Pound, R. V., and Durand, E.: «Microwave Mixers» (McGraw-Hill, New York, 1948).
202. Pré, F. K. du: «A Suggestion regarding the Spectral Density of Flicker Noise», *Phys. Rev.*, 1950, **78**, p. 615.
203. Prinzier, H.: «A Noise Source with Saturated Diode for 20-cm Wavelength and its Absolute Calibration by Comparison with a Heated Resistor», *Nachr. tech.*, 1958, **8**, p. 495.
204. Pritchard, W. L.: «Notes on Crystal Mixer Performance», *Trans. I. R. E.*, 1955, **MTT-3**, No. 1, p. 37.
205. Pritchard, W. L., and Larkin, K. I.: «The Influence of Noisy Components on the Sensitivity of Microwave Receivers», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 22.
206. Pulfer, J. K.: «Application of a Backward-Wave Amplifier to Microwave Autodyne Reception», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 356.
207. Rack, A. J.: «Effect of Space Charge and Transit Time on the Shot Noise in Diodes», *Bell Syst. tech. J.*, 1938, **17**, p. 592.
208. Radcliffe, F. E.: «Travelling-Wave Amplifier Measurements», *Electronics*, 1951, **24**, August, p. 110.
209. Ratcliffe, P. M.: «The Design of Microwave-Noise Generators», *Marconi Instrum.*, 1952, **3**, p. 124.
210. Redhead, P. A.: «Microwave Detection in a Thermionic Diode», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 995.
211. Reeves, R. J. D.: «Klystron Control System», *Wireless Engr*, 1956, **33**, pp. 135, 162 and 184.
212. Rennie, J. C.: «Design Considerations in a Wide-Band Microwave Mixer and I. F. Pre-amplifier», *Trans. I. R. E.*, 1957, **CS-5**, No. 2, p. 21.
213. Rice, S. O.: «Mathematical Analysis of Random Noise», *Bell Syst. tech. J.*, 1944, **23**, p. 282, and 1945, **24**, p. 46.

214. Rice, S. O.: «Properties of a Sine Wave plus Random Noise», *Bell Syst. tech. J.*, 1948, 27, p. 109.
215. Richardson, J. M., and Faris, J. J.: «Excess Noise in Microwave Crystal Diodes Used as Rectifiers and Harmonic Generators», *Trans. I. R. E.*, 1957, **MTT-5**, p. 208.
216. Richardson, J. M., and Riley, R. B.: «Performance of Three-Millimetre Harmonic Generators and Crystal Detectors», *Trans. I. R. E.*, 1957, **MTT-5**, p. 131.
217. Robbins, R. C., and Black, F. W.: «An Investigation into the Use of Crystal Rectifiers for Measuring and Monitoring Purposes», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 8, p. 1343.
218. Roberts, S.: «Some Considerations governing Noise Measurements on Crystal Mixers», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 257.
219. Robinson, F. N. H.: «Space-Charge Smoothing of Microwave Shot Noise», *Phil. Mag.*, 1952, **63**, p. 51.
220. Robinson, F. N. H.: «Microwave Shot Noise and Amplifiers», *Trans. I. R. E.*, 1956, **ED-3**, No. 3, p. 128.
221. Rogers, D. C.: «The Design of Signal Generators at Centimetre Wavelengths», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 9, p. 1457.
222. Rosen, B., and Saul, R.: «Design for a Broadband Microwave Receiver», *Electronic Industr.*, 1957, **16**, p. 81.
223. Rothe, H., and Dahlke, W.: «Theory of Noisy Fourpoles», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 811, and *Arch. elekt. Ubertragung*, 1955, **9**, p. 117.
224. Saito, S.: «New Method of Measuring the Noise Parameters of an Electron Beam», *Trans. I. R. E.*, 1958, **ED-5**, p. 264.
225. Saul, R., and Luloff, E. L.: «Microwave Noise Figure Measurements using a Signal Generator», *Microwave J.*, 1959, **2**, April, p. 33.
226. Scaff, J. H., and Ohl, R. S.: «Development of Silicon Crystal Rectifiers for Microwave Radar Receivers», *Bell Syst. tech. J.*, 1947, **26**, p. 1.
227. Schnitger, H.: «Overlapping the Operating Ranges of Gas-Filled Noise Tubes and Noise Diodes by means of Helical Lines», *Vide*, 1956, **11**, No. 65, p. 389, and *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 65.
228. Schnitger, H.: «Helix-Type Gaseous-Discharge Noise Sources at Low Plasma Densities», *J. Electronics*, 1957, **2**, p. 368.
229. Schottky, W.: «Spontaneous Current Fluctuations in Various Conductors», *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1918, **57**, p. 541.
230. Schottky, W.: «Small Shot Effect and Flicker Effect», *Phys. Rev.*, 1926, **28**, p. 74.
231. Schottky, W.: «Shot Effect and the Virtual Cathode», *Telefunkenrohre*, 1936, **8**, p. 175.
232. Scott, T. R.: «Crystal Valves», *J. Televis. Soc.*, 1958, **8**, p. 401.
233. Seitz, F.: «The Modern Theory of Solids» (McGraw-Hill, New York, 1940).
234. Selove, W.: «A D. C. Comparison Radiometer», *Rev. sci. Instrum.*, 1954, **25**, p. 120.
235. Senise, J. T.: «Note on Positive-Ion Effects in Pulsed Electron Beams», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 839.
236. Sharpless, W. M.: «Wafer-Type Rectifiers for Millimetre Waves», *Bell Lab. Rec.*, 1958, **36**, p. 21.
237. Sharpless, W. M.: «High-Frequency Gallium Arsenide Point-Contact Rectifiers», *Bell Syst. tech. J.*, 1959, **38**, p. 259.
238. Sharpless, W. M.: «Wafer-Type Millimetre Wave Rectifiers», *Bell Syst. tech. J.*, 1956, **35**, p. 1385.
239. Shimizu, J.: «Crystal Converter», *Rep. Elect. Commun. Lab. Tokyo*, 1954, **2**, p. 1.
240. Shockley, W. E.: «Electrons and Holes in Semiconductors» (Van Nostrand, New York, 1950).

241. Shurmer, H. V.: «Noise Performance of a Three-Stage Microwave Receiver», *Electronic Radio Engr*, 1958, **35**, p. 271.
242. Siegman, A. E., and Watkins, D. A.: «Potential Minimum Noise in the Microwave Diode», *Trans. I. R. E.*, 1957, **ED-4**, p. 82.
243. Simon, J. C., and Broussard, G.: «Detection of a Radio Wave by a Ferrite», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1954, **238**, p. 2294.
244. Skinner, R. I.: «Wide-Band Noise Sources using Cylindrical Gas-Discharge Tubes in Two-Conductor Lines», *Proc. I. E. E.*, 1956, **103B**, p. 491.
245. Skolnik, M. I.: «A Broadband R.F. Noise Generator», *Trans. I. R. E.*, 1955, **ED-2**, No. 3, p. 1.
246. Skomal, E. N., and Medina, M. A.: «Microwave Frequency Conversion Studies in Magnetized Ferrites», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 423.
247. Smith, N. W. W.: «Noise in Backward-Wave Oscillators», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 11, p. 800.
248. Smith, R. A.: «The Relative Advantages of Coherent and Incoherent Detectors: a Study of their Output Noise Spectra under Various Conditions», *Proc. I. E. E.*, 1951, **98**, pt IV, p. 43.
249. Smullin, L. D., and Fried, C.: «Microwave Noise Measurements on Electron Beams», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 168.
250. Smullin, L. D., and Haus, H. A.: «Noise in Electron Devices» (Wiley, New York, 1959).
251. Spencer, W. H., and Strum, P. D.: «Broadband V.H.F. and U.H.F. Noise Generator», *Trans. I. R. E.*, 1955, **I-4**, p. 47.
252. Sprinks, M. E., Robinson, G. T. G., and Bosch, B. G.: «The Frequency Dependence of Noise Temperature Ratio in Microwave Mixer Crystals», *Brit. J. appl. Phys.*, 1957, **8**, p. 275.
253. Sproull, R. L.: «Excess Noise in Cavity Magnetron», *J. appl. Phys.*, 1947, **18**, p. 314.
254. Stewart, K. W. F.: «Helix Coupled Gas Tube Noise Source», *Marconi Rev.*, 1958, **21**, p. 43.
255. Stewart, C.: «Some Applications and Characteristics of Ferrites at Wavelengths of 0.87 and 1.9 cm», *Trans. I. R. E.*, 1955, **MTT-3**, No. 3, p. 27.
256. Stewart, J. L.: «The Power Spectrum of a Carrier Frequency-Modulated by Gaussian Noise», *Proc. I. R. E.*, 1954, **42**, p. 1539.
257. Stewart, J. L.: «Frequency-Modulation Noise in Oscillators», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 372.
258. Stewart, J. L.: «Theory of Frequency-Modulation Noise in Tubes Employing Phase-Focusing», *J. appl. Phys.*, 1955, **26**, p. 409.
259. Ström, L. D.: «The Theoretical Sensitivity of the Dicke Radiometer», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1291.
260. Strum, P. D.: «Some Aspects of Mixer-Crystal Performance», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 875.
261. Strum, P. D.: «A Note on Noise Temperature», *Trans. I. R. E.*, 1956, **MTT-4**, p. 145.
262. Strum, P. D.: «Considerations in High-Sensitivity Microwave Radiometry», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 43.
263. Strum, P. D.: «Klystron Noise», *Trans. I. R. E.*, 1955, **MTT-3**, No. 1, p. 45.
264. Stumpers, F. L. H. M.: «Theory of Frequency Modulation Noise», *Proc. I. R. E.*, 1948, **36**, p. 1081.
265. Suchel, E.: «The Noise of Gas-Discharge Tubes and its Application to Microwave Noise Measurements», *Elektron. Rdsch.*, 1956, **10**, No. 9, p. 242.
266. Sugar, G. R.: «Estimation of Correlation Coefficients from Scatter Diagrams», *J. appl. Phys.*, 1954, **25**, p. 354.
267. Sutcliffe, H.: «Noise Measurements in the 3 cm Waveband using a Hot Source», *Proc. I. E. E.*, 1956, **103B**, p. 673.
268. Thompson, B. J., North, D. O., and Harris, W. A.: «Fluctuations in Space-Charge Limited Currents at Moderately High Frequencies»

- RCA Rev.*, 1940, 4, pp. 269 and 441, and 5. pp. 106, 244, 371 and 505, and 6, p. 114.
269. T i p p l e, P. M., and H e n i s c h, H. K.: «Thermal Effects at Point Contact Diodes», *Proc. Phys. Soc.*, 1953, **66B**, p. 826.
270. T o l b e r g, W. E., H e n d e r s o n, W. D., and J a c h e, A. W.: «Improvement in Millimetre-Wave Detection», *Rev., sci. Instrum.*, 1958, **29**, p. 660.
271. T o r r e y, H. C., and W h i t m e r, C. A.: «Crystal Rectifiers» (McGraw-Hill, New York, 1948).
272. T u c k e r, D. G., G r a h a m, M. H., and G o l d s t e i n, S. J.: «A Comparison of Two Radiometer Circuits», *Proc. I.R.E.*, 1957, **45**, p. 365.
273. U l l r i c h, E. H., and R o g e r s, D. C.: «An Absolute Method of Measurement of Receiver Noise Factor», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, p. 1347.
274. V a l d e s, L. B.: «Proposed Microwave Mixer Diode of Improved Conversion Efficiency», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 436.
275. V a l l e y, G. E., and W a l l m a n, H.: «Vacuum Tube Amplifiers» (McGraw-Hill, New York, 1948).
276. V a n V o o r h i s, S. N.: «Microwave Receivers» (McGraw-Hill, New York, 1948).
277. V i n d i n g, J. P.: «An Automatic Gain Control System for Microwaves», *Trans. I.R.E.*, 1956, **MTT-4**, p. 244.
278. V o i g t, G.: «Automatic Tuning Devices in Microwave Receivers», *Nachr. tech.*, 1952, **2**, p. 456.
279. W a l l, R. E., and H a r r i s o n, A. E.: «A Method of Forming a Broadband Microwave Frequency Spectrum», *Trans. I.R.E.*, 1955, **MTT-3**, No. 1, p. 4.
280. W a l t z, M. C.: «A Technique for the Measurement of Microwave Impedance in the Junction Region of a Semiconductor Device», *Microwave J.*, 1959, **2**, May, p. 23.
281. W a r d, R. C.: «FM Noise Spectra», *Proc. I.R.E.*, 1957, **45**, p. 1742.
282. W a t k i n s, D. A.: «Noise at the Potential Minimum in the High Frequency Diode», *J. appl. Phys.*, 1955, **26**, p. 622.
283. W a t k i n s, T. B.: «1/f Noise in Germanium Devices», *Proc. Phys. Soc.*, 1959, **73**, p. 59.
284. W h i n n e r y, J. R.: «Noise Phenomena in the Region of the Potential Minimum», *Trans. I.R.E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 221.
285. W h i t e, W. D., and G r e e n e, J. G.: «On the Effective Noise Temperature of Gas-Discharge Noise Generators», *Proc. I.R.E.*, 1956, **44**, p. 939.
286. W h i t e n u r s t, R. N., M i t c h e l l, F. H., and C o p e l a n d, J.: «A Calibration Procedure for Microwave Radiometers», *Proc. I.R.E.*, 1957, **45**, p. 1410.
287. W h i t w e l l, A. L., and W i l l i a m s, N.: «A New Microwave Technique for Determining Noise Spectra at Frequencies Close to the Carrier», *Microwave J.*, 1959, **2**, November, p. 27.
288. W i l l w a c h e r, E.: «Influence of Image Frequency in Microwave Receivers with Crystal Detector Mixer», *Fernmeldetech. Z.*, 1954, **7**, p. 608.
289. Y a d a v a l l i, S. V.: «Tube Noise Under Large Transit-Time Conditions», *J. appl. Phys.*, 1954, **25**, p. 564.
290. Z i e l, A. V a n d e r: «Thermal Noise at High Frequencies», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 399.
291. Z i e l, A. V a n d e r: «Noise» (Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1954).
292. Z i e l, A. V a n d e r: «On the Noise Spectra of Semiconductor Noise and of Flicker Effect», *Physica*, 1950, **16**, p. 359.
293. «Standards on Electron Devices: Methods of Measuring Noise», *Proc. I.R.E.*, 1953, **41**, p. 890.

294. Harvey, A. F.: «Microwave Tubes — An Introductory Review with Bibliography», *Proc. I.E.E.*, 1960, **107C**, discussion p. 59.
295. Peterson, L. C., and Llewellyn, F. B.: «The Performance and Measurement of Mixers in Terms of Linear Network Theory», *Proc. I.R.E.*, 1945, **33**, p. 458.
296. Ziel, A. Van der: «Solid State Physical Electronics» (Macmillan, London, 1958).
297. Henisch, H. K.: «Rectifying Semiconductor Contacts» (Clarendon Press, Oxford, 1957).
298. Shepherd, A. A.: «An Introduction to the Theory and Practice of Semiconductors» (Constable, London, 1958).
299. Turner, F. M.: «A Broad-Band Cyclotron Resonance RF Detector Tube», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 890.
300. Sebestyén, L. G.: «Microwave Gain Measurement», *Electronic Technol.*, 1960, **37**, p. 195.
301. Merritt, T. P., and Hall, F. F.: «Blackbody Radiation», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 1435.
302. Richtmyer, F. K., and Kennard, E. H.: «Introduction to Modern Physics» (McGraw-Hill, New York, 1950).
303. Planck, M.: «Distribution of Energy in the Spectrum», *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1901, **4**, p. 553.
304. Bierum, N. R., Walsh, D., and Vokes, J. C.: «Coherence and Bandwidth of a Gas-Discharge Harmonic Generator», *Nature*, 1960, **196**, p. 626.
305. Hill, R. M., and Ichiki, S. K.: «Microwave Noise from Low-Pressure Arcs», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 735.
306. Anderson, J. R.: «Noise Measurements on an M-Type Backward-Wave Amplifier», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 946.
307. Weger, E.: «Apparent Thermal Noise Temperatures in the Microwave Region», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 213.
308. Ashkin, A., and White, L. D.: «Partition Noise in Electron Beams at Microwave Frequencies», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 1351.
309. Hedderly, D. L.: «A Travelling-Wave Harmonic Generator», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 1658.
310. Haun, R. D.: «Summary of Measurement Techniques of Parametric Amplifier and Mixer Noise Figure», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MTT-8**, p. 410.
311. Cohn, S. B.: «The Noise Figure Muddle», *Microwave J.*, 1959, **2** March, p. 7.
312. «I.R.E. Standards on Measuring Noise in Linear Two Ports, 1959», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 60.
313. Bedrosian, E.: «On the Noise Temperature of Coupling Networks», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MTT-8**, p. 463.
314. Staniforth, A.: «A Broad-Band Crystal Mount for 10.5—20 kMc/s», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MTT-8**, p. 464.
315. Hill, R. M., and Tetenbaum, S. J.: «Harmonic Generation in a Cyclotron Resonant Plasma», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1610.
316. Bierum, N. R., and Walsh, D.: «Harmonics from a Microwave Gas Discharge», *J. Electronics Control*, 1960, **8**, p. 81.
317. Strandberg, M. W. P.: «Noise Spectrum of Phase-Locked Oscillators», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 1168.
318. Vivian, W. E.: «Transport of Noise at Microwave Frequencies through a Space-Charge-Limited Diode», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 957.
- \*319. Kornilov, S. A., and Kazbekova, O. N.: «Detection in the Cathode Circuit of an Underexcited Reflex Klystron», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, **4**, p. 475.
320. Morita, K., and Kawamura, M.: «Effect of Drift Space on the Harmonic Power by Cavity-Type Travelling-Wave Tube», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1959, **42**, p. 159.

321. Meyer, E., and Wächter, F.: «Detection of Microwaves by Vacuum Tubes», *Rev. Inst. nac. Electronica*, 1959, 2, p. 165.
322. Medd, W. J.: «Characteristics of Argon Noise Source Tubes at S-Band», *Trans. I.R.E.*, 1959, MTT-7, p. 395.
323. Olson, K. W.: «Reproducible Gas-Discharge Noise Sources as Possible Microwave Noise Standards», *Trans. I.R.E.*, 1958, I-7, p. 315.
324. Espersen, G. A.: «Noise Studies on Two-Cavity C. W. Klystrons», *Trans. I.R.E.*, 1960, MTT-8, p. 474.
325. Johnson, K. M.: «Large-Signal Analysis of a Parametric Harmonic Generator», *Trans. I.R.E.*, 1960, MTT-8, p. 525.
326. Mohr, R. J., and Okwit, S.: «A Note on the Optimum Source Conductance of Crystal Mixers», *Trans. I.R.E.*, 1960, MTT-8, p. 622.
327. Ishii, K.: «Use of Reflex Klystrons as Millimetre-Wave Detectors», *Electronics*, 1960, 33, September 9th, p. 82.
328. Whitford, B. G.: «The Reflex Klystron as a Microwave Detector», *Trans. I.R.E.*, 1961, ED-8, p. 131.
329. McCurley, E. P., and Blake, C.: «A Simple Approximate Expression for Converting Directly from Noise Figures in Decibels to Noise Temperatures», *Microwave J.*, 1961, 4, April, p. 79.
330. Dymannus, A., and Bouwknecht, A.: «Measurements on Power-Conversion Gain and Noise Ratio of the 1N26 Crystal Rectifiers», *Physica*, 1960, 26, p. 115.
331. Auld, B. A., Shaw, H. J., and Winslow, D. K.: «Travelling-Wave Frequency Doubling in Ferrites», *J. appl. Phys.*, 1961, 32, p. 317 S.
332. Bosch, B. G., and Gambling, W. A.: «Techniques of Microwave Noise Measurement», *J. Brit. I.R.E.*, 1961, 21, p. 503.
333. Little, R. P., Ruppel, H. M., and Smith, S. T.: «Beam Noise in Crossed Electric and Magnetic Fields», *J. appl. Phys.*, 1958, 29, p. 1376.
334. Grifone, L.: «Harmonic Generators for the 40,000 Mc/s Band», *Ricerca sci.*, 1960, 30, p. 1214.
335. Bosch, B. G., Gambling, W. A., and Wilmshurst, T. H.: «Excess Noise in Microwave Mixer Crystals», *Proc. I.R.E.*, 1961, 49, p. 1226.
336. Lait, J., and Hyman, A. J.: «The Output Spectral Density of a Detector Operating on a F. M. C. W. Radar Signal in the Presence of Band-Limited White Noise», *Proc. I.E.E.*, 1961, 108C, p. 197.
337. Medhurst, R. G.: «R. F. Spectra of Waves Frequency Modulated with White Noise», *Proc. I.E.E.*, 1960, 107C, p. 314.
338. Cooper, B. F. C.: «Use of a Y-Type Circulator Switch with a 21-Centimetre Maser Radiometer», *Rev. sci. Instrum.*, 1961, 32, p. 202.
339. Okamura, S., and Hirano, S.: «Standard Noise Source by Klystron at 4000 Mc/s», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1952, 35, p. 23.
340. Brown, R.: «A Survey of Signal Generators. Part II — Above 500 Mc/s», *Brit. Commun. Electronics*, 1961, 8, p. 120.
341. Grimm, H. H.: «Noise Temperature in Passive Circuits», *Microwave J.*, 1960, 3, February, p. 52.
342. Harris, D. B.: «Microwave Radiometry», *Microwave J.*, 1960, 3, April, p. 41, and May, p. 47.
343. Booth, R. E., and Veltrop, R. G.: «Detection and Measurement of Spurious Signals Generated by Microwave Oscillator Tubes», *Microwave J.*, 1960, 3, September, p. 67.
344. Wijn, H. W. de: «A Harmonic Generator and Detector for the Short-Millimetre-Wave Region», *Appl. sci. Rec.*, 1960, B8, p. 261.
345. Richter, E. W.: «Millimetre Radiometers», *Microwave J.*, 1960, 3, October, p. 63.
346. Rowen, J. H., Eggers, F. G., and Strauss, W.: «Generation of Microwave Electromagnetic Radiation in Magnetic Materials», *J. appl. Phys.*, 1961, 32, p. 313 S.

347. Siegmán, A. E.: «Thermal Noise in Microwave Systems», *Microwave J.*, 1961, 4, March, p. 81, April, p. 66, and May, p. 93.
348. Saier, R.: «Noise Generators for Centimetre Waves», *Frequenz*, 1960, 14, p. 68.
349. Wadie, R. H., Stockford, M. T., and Hutchinson, M.: «Phase Modulation of T. W. Tubes», *Electronic Technol.*, 1960, 37, p. 466.
350. Kaufman, I., and Douthett, D.: «Harmonic Generation using Idling Circuits», *Proc. I.R.E.*, 1960, 48, p. 790.
351. Sharpless, W. M.: «Gallium-Arsenide Point-Contact Diodes», *Trans. I.R.E.*, 1961, MTT-9, p. 6.
352. Hyltin, T. M., and Kotzebue, K. L.: «A Solid-State Source from Reactance-Diode Harmonic Generators», *Trans. I.R.E.*, 1961, MTT-9, p. 73.
353. Page, C. H.: «Harmonic Generation with Ideal Rectifiers», *Proc. I.R.E.*, 1958, 46, p. 1738.
354. Leeson, D., and Weinreb, S.: «Frequency Multiplication with Nonlinear Capacitors — a Circuit Analysis», *Proc. I.R.E.*, 1959, 47, p. 2076.
355. Lowell, R., and Kiss, M. J.: «Solid-State Microwave Power Sources using Harmonic Generation», *Proc. I.R.E.*, 1960, 48, p. 1334.
356. Leenov, D., and Rood, J. W.: «U.H.F. Harmonic Generation with Silicon Diodes», *Proc. I.R.E.*, 1960, 48, p. 1335.
357. Elliott, B. J., Schaug-Pettersen, T., and Shaw, H. J.: «Pulsed Millimetre-Wave Generation using Ferrites», *Trans. I.R.E.*, 1961, MTT-9, p. 92.
358. Elliott, B. J., Schaug-Pettersen, T., and Shaw, H. J.: «Pulsed Ferrimagnetic Microwave Generator», *J. appl. Phys.*, 1960, 31, p. 400 S.
359. Stiglitz, M. R., and Morgenthaler, F. R.: «Resonance Experiments with Single Crystal Yttrium Iron Garnet in Pulsed Magnetic Fields», *J. appl. Phys.*, 1960, 31, p. 37 S.
360. Herndon, M., and MacPherson, A. C.: «Gallium Arsenide Microwave Diode at X-Band», *Proc. I.R.E.*, 1960, 48, p. 945.
361. Van Duzer, T.: «Transformation of Fluctuations along Accelerating Crossed-Field Beams», *Trans. I.R.E.*, 1961, ED-8, p. 78.
362. Kobayashi, D.: «Energy Build-Up in Magnetrons», *Rev. elect. Commun. Lab. (Japan)*, 1960, 8, p. 266.
363. Sterzer, F., and Nelson, D. E.: «Tunnel-Diode Microwave Oscillators», *Proc. I.R.E.*, 1961, 49, p. 744.
364. Jasinski, W., and Hiller, G.: «Determination of Noise Temperature of a Gas-Discharge Noise Source for Four-Millimetre Waves», *Proc. I.R.E.*, 1961, 49, p. 807.
365. Brown, J.: «Waveguide Harmonic Generators», *Proc. I.R.E.*, 1961, 49, p. 825.
366. Montgomery, M. D.: «The Tunnel Diode as a Highly Sensitive Microwave Detector», *Proc. I.R.E.*, 1961, 49, p. 826.
367. Lecorguillier, J.: «Gas-Discharge Tubes in High-Frequency Technology», *Vide*, 1957, 12, p. 336.
368. Herman, E. B.: «Personal Microwave Search Receiver», *Electronics*, 1956, 29, June, p. 164.
369. Matsuo, Y., Okada, E., and Inada, K.: «The Noise of Reflex Klystrons», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1952, 35, p. 307.
370. Hayashi, T.: «Microwave Noise in Glow Discharges», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1960, 43, p. 50.
371. Salzmann, G.: «Investigations on Semiconductor Mixer Diodes at 3000 Mc/s», *Nachr. tech.*, 1960, 10, p. 109.
372. Froome, K. D.: «Millimetre Waves from Mercury Arc Harmonic Generator», *Nature*, 1960, 186, p. 959.
373. Froome, K. D.: «Submillimetre Waves by Harmonic Generation from Cold-Cathode Arcs», *Nature*, 1960, 188, p. 43.

374. Long, M. W., and Rivers, W. K.: «Submillimetre-Wave Radiometry», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 1024.
375. North, D. O., and Ferris, W. R.: «Fluctuations Induced in Vacuum Tube Grids at High Frequencies», *Proc. I.R.E.*, 1941, **29**, p. 49.
376. Herold, E. W.: «An Analysis of Signal to Noise Ratio of U.H.F. Receivers», *RCA Rev.*, 1942, **6**, p. 302.
377. Scanlan, M. J. B.: «Waveguide Switch», *Electronic Engng*, 1961, **38**, p. 337.
378. Day, H. M., and MacPherson, A. C.: «High-Level Microwave Detector using Avalanche Injection», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 1333.
379. Smith, R. A.: «Semiconductors» (University Press, Cambridge, 1959).
380. Williams, F. C.: «Thermal Fluctuations in Complex Networks», *J.I.E.E.*, 1937, **81**, p. 751.
381. Druyvesteyn, M. J.: «Theory of the Positive Column», *Z. Phys.*, 1933, **81**, p. 571.
382. Bell, D. A.: «Electrical Noise» (Van Nostrand, London, 1960).
383. Weber, J.: «Quantum Theory of a Damped Electrical Oscillator and Noise», *Phys. Rev.*, 1953, **90**, p. 977.
384. Hart, P. A. H., and Plantinga, G. H.: «An Experimental Noise Generator for Millimetre Waves», *Philips tech. Rev.*, 1961, **22**, p. 391.
385. Faris, J. J., and Richardson, J. M.: «Excess Noise in Microwave Detector Diodes», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 312.
386. Bolgiano, L. P.: «Quantum Fluctuations in Microwave Radiometry», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 315.
387. Chacrun, J., and Tenenholz, R.: «Recent Advances in Microwave Mixers», *Internat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1961, **9**, pt 3, p. 139.
388. Kuhn, N. J.: «Gas Discharge Noise Sources in Pulsed Operation», *Internat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1961, **9**, pt 3, p. 166.
389. Estin, A. J., Trembath, C. L., Wells, J. S., and Daywitt, W. C.: «Absolute Measurement of Temperatures of Microwave Noise Sources», *Trans. I. R. E.*, 1960, **1-9**, p. 209.
390. Eng, S. T.: «Low-Noise Properties of Microwave Backward Diodes», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 419.
391. Harris, I. A.: «The Design of a Noise Generator for Measurements in the Frequency Range 30—1250 Mc/s», *Proc. I. E. E.*, 1961, **108B**, p. 651.
392. Shurmer, H. V.: «Crystal Detectors to cover the Frequency Band 26—40 Gc/s», *Proc. I. E. E.*, 1961, **108B**, p. 659.
393. McFarlane, R. A.: «Microwave Noise in Accelerated Electron Streams», *Canad. J. Phys.*, 1961, **39**, p. 579.
394. McFarlane, R. A.: «The Finite-Beam Space-Charge-Limited Diode as a Noise Transducer», *Canad. J. Phys.*, 1961, **39**, p. 568.
395. Hart, P. A. H., and Vinne, F. L. van der: «The Measurement of the Noise Quantities of the EC56 at 1400 Mc/s», *Philips res. Rep.*, 1961, **16**, p. 237.
396. Taylor, R. L., and Herskovitz, S. B.: «A Plasma Microwave Energy Detector», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1901.
397. Tomiyasu, K.: «On Spurious Outputs from High-Power Pulsed Microwave Tubes, and their Control», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MTT-9**, p. 480.
398. Jepsen, R. L.: «Harmonic Generation and Frequency Mixing in Ferromagnetic Insulators», *J. appl. Phys.*, 1961, **32**, p. 2627.
399. Douthett, D. D., Kaufman, I., and Risley, A. S.: «Microwave Harmonic Generation by Ferrimagnetic Crystals», *J. appl. Phys.*, 1961, **32**, p. 1905.
400. Utsunomiya, T., and Yuan, S.: «Theory, Design and Performance of Maximum-Efficiency Variable-Reactance Frequency Multipliers», *Proc. I.R.E.*, 1962, **50**, p. 57.

401. H o u l d i n g, N.: «Noise Factor», *Microwave J.*, 1962, 5, January, p. 74.
402. B a r l o w, H. E. M., and K r i s h n a, K. V. G.: «A Hall-Effect Microwave Mixer», *Proc. I.E.E.*, 1962, 109B, p. 131.
403. T a u s s i n g, N. W.: «Some Design Factors Affecting Pulse and C.W. Sensitivity of Crystal — Video Receivers employing R.F. Amplification», *Microwave J.*, 1962, 5, February, p. 94.
404. B a d y, I.: «Frequency Doubling using Ferrite Slabs, particularly Planar Ferrites», *Trans. I.R.E.*, 1962, MTT-10, p. 55.
405. F o n t a n a, J. R., P a n t e l l, R. H., S m i t h, R. G.: «Harmonic Generation using the Ammonia Inversion Transition», *Proc. I.R.E.*, 1962, 50, p. 469.
406. F r o o m e, K. D.: «Microwave Harmonic Generator capable of Frequencies in Excess of 600 Gc/s», *Nature*, 1962, 193, p. 1169.
407. K l u m b, H., and K o c h, B.: «The Behaviour of Crystal Detectors with Very Short Electromagnetic Waves», *Naturwiss.* 1939, 27, p. 547.
408. R o t t g a r d t, J.: «Investigations on Crystal Detectors in the Region of Microwaves», *Z. tech. Phys.*, 1938, 19, p. 262.
409. D o e h l e r, O., and H e c k e r, C.: «A New Rectifying Mechanism for Centimetric Waves», *Hochfreq. Elektroak.*, 1939, 54, p. 7.
410. C a r r a r a, N.: «Microwaves: Part IV — Detection and Amplification», *Alta Frequenza*, 1937, 6, p. 104.
411. M a c D o n a l d, D. K. C.: «A Note on Two Definitions of Noise Figure in Radio Receivers», *Phil. Mag.*, 1944, 35, p. 386.
412. C a r r a r a, N.: «On the Detection of Microwaves», *Alta Frequenza*, 1934, 3, p. 661.
413. G i a c o m i n i, A.: «The Single-Anode Magnetron in Receiving Circuits for Microwaves», *Alta Frequenza*, 1937, 6, p. 75.
414. L u c a s, W. J., and B a r b e r, P. B.: «Computation of Crystal Admittance», *Electronic Radio Engr*, 1957, 34, p. 454.
415. L u c a s, W. J.: «Crystal Diode Admittance», *Electronic Technol.*, 1962, 39, p. 261.
416. S t e r z e r, F., and P r e s s e r, A.: «Stable Low-Noise Tunnel-Diode Frequency Converters», *RCA Rev.*, 1962, 23, p. 3.
417. S e l i n g, T. V.: «An Investigation of a Feedback Control System for Stabilization of Microwave Radiometers», *Trans. I.R.E.*, 1962, MTT-10, p. 209.
418. M o u l l i n, E. B.: «Spontaneous Fluctuations of Voltage» (Clarendon Press, Oxford, 1938).
419. B e l l, D. A.: «Measurement of Shot and Thermal Noise», *Wireless Engr.*, 1941, 18, p. 95.
420. S a n d e m a n, E. K., and B e d f o r d, L. H.: «The E.M.F. of Thermal Agitation», *Phil. Mag.*, 1929, 7, p. 774.
421. J o n e s, R. C.: «The Ultimate Sensitivity of Radiation Detectors», *J. Opt. Soc. Amer.*, 1947, 37, p. 879.
422. F e l l g e t t, P. B.: «On the Ultimate Sensitivity and Practical Performance of Radiation Detectors», *J. Opt. Soc. Amer.*, 1949, 39, p. 970.

\* \* \*

5. А в е р к о в С. И., А н и к и н В. И., Б р а в о - Ж и в о т о в с к и й Д. М., Г а п о н о в А. В., Г р е х о в а М. Т., Е р г а н о в В. С., Л о п ы р е в В. А., М и л л е р М. А., Ф л я г и н В. А. Шумовой диодный генератор трехсантиметрового диапазона. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, вып. 6, стр. 758.
13. Б а з а р о в Е. Н., Ж а б о т и н с к и й М. Е. Преобразование частоты на отражательном клистроне. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, вып. 2, стр. 253.
21. Б е р ш т е й н И. Л. Флюктуация колебания клистронного генератора. ДАН СССР, 1956, т. 106, № 3, стр. 453.

32. Б у н к и н Ф. В., К а р л о в Н. В. К вопросу о чувствительности радиометров. ЖТФ, 1955, т. 25, вып. 3, стр. 430 и вып. 4, стр. 733.
  117. К а р л о в Н. В. Чувствительность радиометра с АРУ. «Радиотехника и электроника», 1958, т. 3, вып. 1, стр. 74.
  131. «Пороговые сигналы». Пер. с англ., под ред. А. П. Сиверса. Изд-во «Советское радио», 1952.
  135. Л е в и н М. Л. К электродинамической теории теплового излучения. ДАН СССР, 1955, т. 102, № 1, стр. 53.
  174. «Техника измерений на сантиметровых волнах», т. I. и II. Пер. с англ., под ред. Г. А. Ремеза. Изд-во «Советское радио», 1949.
  201. «Кристаллические детекторы», т. II. Пер. с англ., под ред. Е. Я. Пумпера. Изд-во «Советское радио», 1950.
  319. К о р н и л о в С. А., К а з б е к о в а О. Н. Детектирование в катодной цепи недозабужденного отражательного клистрона. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, вып. 3, стр. 475.
-

## ГЛАВА 17

### МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

#### 17.1. УСТРОЙСТВА, ПИТАЕМЫЕ ПОСТОЯННЫМ ТОКОМ

##### 17.1.1. Электронные лампы

Как хорошо известно, первые детекторы или смесители являются источниками дополнительных шумов. Следовательно, чувствительность приемников СВЧ обычно можно улучшить, если на входе приемника включить предварительный малошумящий усилитель. Если предварительный усилитель имеет усиление порядка 20—30 дБ, то шумы, вводимые последующими каскадами, будут относительно малы. Такие усилители работают при малом уровне мощности и входной сигнал редко когда превосходит 1 мквт. В них может быть использован одиночный усилительный элемент в сочетании с объемным резонатором; для увеличения полосы пропускания (ценой снижения усиления) можно предусмотреть и дополнительные цепи. Дальнейшее увеличение полосы пропускания достигается путем использования большего числа усилительных элементов, и в пределе получается распределенная структура, или структура бегущей волны. Уровень избыточного шума современных усилителей СВЧ [577, 600, 658] может быть близок к нулю. В настоящем разделе рассматриваются усилители, питаемые от источников постоянного тока с использованием для усиления как электронных ламп, так и устройств на твердом теле.

Лампы с управлением по сетке являются распространенным средством для усиления на СВЧ и при соответствующих условиях позволяют получить низкий уровень шумов [339, 423]. На частотах вплоть до 1 Гц часто применяются триоды или пентоды в триодном включении. Оптимальный коэффициент шума достигается при некотором рассогласовании входной цепи; степень требуемого рассогласования

уменьшается с возрастанием частоты. Установлено, что входной каскад с заземленным катодом, питающий каскад с заземленной сеткой (схема известна под названием каскадной), дает очень хорошие результаты на частотах вплоть до 300 Мгц; для более высоких частот более пригодна схема с заземленной сеткой. Если полоса пропускания достаточно узка и использованы цепи с малыми потерями, то шумовая температура усилителя равна

$$T_N = t_N (G_e / G_m) T_0, \quad (17.1)$$

где  $t_N$  для современных оксидных катодов равно примерно 6.

Так как  $G_e$  вследствие влияния времени пролета электронов изменяется пропорционально квадрату частоты, то минимальная шумовая температура для таких электронных ламп прямо пропорциональна частоте. Например, триод 6L41B имеет шумовую температуру 120 и 1200° К на частотах соответственно 100 Мгц и 1 Ггц. Обычный триод со стеклянным цоколем [494] дает усиление порядка 10 дБ на частоте 600 Мгц при полосе пропускания 40 Мгц; коэффициент шума изменяется от 2 дБ на 100 Мгц до 12 дБ на 1 Ггц.

Вполне удовлетворительными малошумящими усилителями СВЧ [520] оказались электронно-лучевые лампы с продольным взаимодействием. На шум, создаваемый пучком, оказывают влияние эмиссионные свойства катода [33, 493, 495], разброс тепловых скоростей [334], вторичная эмиссия электронов [338], фокусирующее магнитное поле [361, 472] и явление распределения [365].

При соответствующем конструировании шум от этих источников можно сделать малым; в таком случае преобладающим является шум, вызываемый флюктуациями плотности тока и скорости эмиссии [259]. Флюктуации на входном конце электронного пучка возбуждают волны пространственного заряда; разработано несколько теорий, рассматривающих пучок как линию передачи [50, 199, 367, 464]. Более точные результаты были получены [33, 364, 406, 407, 490, 491] при учете эффекта сглаживания флюктуаций тока вблизи минимума потенциала. Было показано [341, 342], что шум, определяемый эмиссией катода, периодически меняется вдоль пучка. Если  $I_{\min}$  и  $I_{\max}$  — шумовые токи, то

$$|I_{\min}| |I_{\max}| = A \frac{\omega}{\omega_p} \frac{kT_c}{eV_0} e v_b I_0, \quad (17.2)$$

где  $A$  — постоянная, близкая к единице. Распределение шумов складывается из двух некоррелированных распределений стоячих волн, возникающих вследствие флюктуаций тока и скорости. Если  $I_1$  и  $I_2$  — их максимумы, а минимумы равны нулю, то

$$|I_{\min}| |I_{\max}| = |I_1| |I_2| \sin \psi, \quad (17.3)$$

где  $\psi$  — пространственный сдвиг фаз. Этот анализ подтверждают экспериментальные данные [121], приведенные на рис. 17.1, а. Уравнение (17.2) является частным случаем теоремы [190], которая устанавливает, что произведение максимума шумового тока на

минимум вдоль дрейфующего пучка, умноженное на постоянное волновое сопротивление, инвариантно по отношению к произвольным трансформациям импеданса и равно произведению начальных

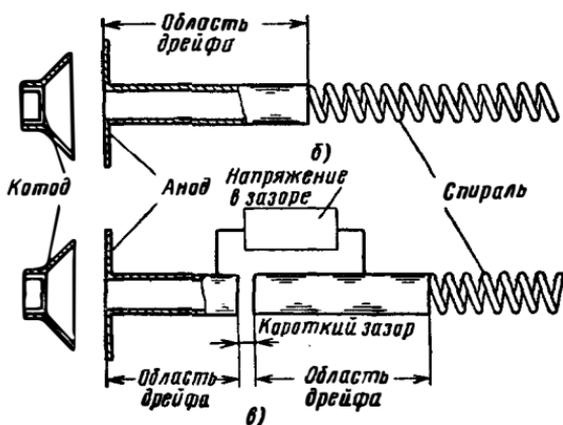
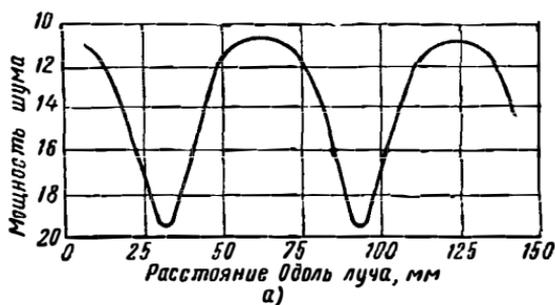


Рис. 17.1. Шумы в ЛВБ:

а — изменение мощности шума вдоль луча; б — ослабление шума в лампе с оптимальной длиной пролета; в — дальнейшее ослабление шума за счет резкого скачка скорости. (См. [121, 474].)

амплитуд некоррелированных возбуждающих шумовых тока и напряжения.

Проведена оценка теоретически минимального коэффициента шума для электронно-лучевых трубок [194, 198, 200, 271, 272, 366, 639]. Если бы  $I_{\text{мин}}$  равнялся нулю, то шум лампы также равнялся бы нулю. Более высокая шумовая температура возникает [49] вследствие отсутствия корреляции между первичным шумовым током и флюктуациями скорости пучка. Делая некоторые допущения относительно скорости флюктуаций тока в точке минимума потенциала и предполагая, что преобразование, осуществляемое пучком, не вносит потерь, находим, что шумовая температура равна

$$T_N = T_c \sqrt{4 - \pi}; \quad (17.4)$$

как было показано в работе [343], при практических значениях параметров минимальный коэффициент шума получается порядка 6 дБ. В работе [476] приведены довольно точные данные для длинноволновой части диапазона СВЧ, а ряд других авторов [444, 447] показывает, что для частной геометрии лампы коэффициент шума будет зависеть от частоты.

Разработан ряд методов [505] для уменьшения шума пучка. Можно достичь некоторого ослабления шумов, помещая на входе системы на некотором критическом расстоянии замедляющую структуру, как показано на рис. 17.1, б. Дальнейшее улучшение может быть получено [174] при использовании пролетных цилиндров, находящихся под различными постоянными потенциалами. При правильном выборе длин и расположения секций получающееся изменение полного сопротивления может привести к подавлению шумов.

Этот метод проиллюстрирован на рис. 17.1, в, причем потенциал первого пролетного цилиндра повышается скачком по отношению ко второму в том месте, где шумовой ток минимален. Положение второго цилиндра выбирается таким образом, чтобы между местом скачка потенциала и спиралью существовало критическое расстояние. Конструкция получается более гибкой [66] при использовании трех или большего числа отдельных анодов. При расчете следует принимать во внимание резкое изменение скорости, вызываемое скачками потенциала, которые действуют как сильные электронные линзы. Теория и эксперимент показывают [253], что наличие таких линз приводит к увеличению шума электронного пучка вследствие трансформации флуктуаций радиальной составляющей скорости во флуктуации осевой составляющей.

Недавно было установлено, что с помощью некоторых процессов [614] электронный пучок можно «охлаждать». Многочисленные вычисления [409] указывают на то, что механизм ослабления шумов действует в том случае, когда электронный пучок проходит некоторое определенное расстояние в области низкого потенциала, но для этого электронная пушка должна иметь соответствующую конструкцию [141, 255, 670]. Обнаружено [114, 118], что шумы электронного пучка можно уменьшить до небольшого значения, соответствующего чисто дробовому шуму, посредством изменения конфигурации поля и характеристик потока электронов в области разброса скоростей вблизи катода. Пучок от поверхности катода вводится в область сильно расходящегося электрического поля и формируется в области с искривленным потенциальным профилем, которая простирается и в зону низких скоростей, ниже 0,5 в. Эти особенности удовлетворяют физическим условиям, необходимым для реализации квазиодномерной модели, в которой трансформирующие свойства «многоскоростного преобразователя шума» можно изменять путем варьирования величины ускорения в этой области. Измеренные [316] значения избыточной шумовой температуры в таких пучках бывают довольно низкими, до 100° К.

В настоящее время получили широкое развитие лампы бегущей волны (ЛБВ) [7, 65, 215, 250, 319, 328, 384, 437] и разработаны методы создания малошумящих усилителей [193, 336, 385]. Первоначально ЛБВ работали на частотах 3 Гц [105, 337], 4 Гц [10, 68, 322] и 9 Гц [475]; в первом случае были получены следующие характеристики при токе пучка 400 мка: коэффициент усиления 16 дб, полоса пропускания 100 Мц и коэффициент шума 8 дб. Недавно разработанные лампы имеют значительно лучшие показатели. Один из промышленных образцов усилителя [242] работает при фиксированном напряжении в диапазоне частот 2,7—3,5 Гц и имеет коэффициент усиления 25 дб и коэффициент шума 6 дб. Применение [398] многоэлектродных пушек, которые обеспечивают низкий потенциал пространства дрейфа, дает возможность получить коэффициент шума 6,7 дб на частоте 8,3 Гц. Экспериментальные лампы, у которых электронные пушки имели кольцевой катод, обладали коэффициентом шума 4,3 и 3,5 дб при напряжениях фокусирующего поля соответственно 600 и 1600 в; подобные лампы при частоте 9 Гц имели коэффициент шума 4,5 дб. Изучены условия работы усилителей при низком уровне шумов на лампах со скрещенными полями [470], двойными пучками [279] и с обратной волной (ЛОВ) [147, 161].

Предложены общие методы расчета усилителей последней группы с использованием круговой диаграммы полных сопротивлений [115]; показано и подтверждено на практике [116, 117], что лампы с малым напряжением обеспечивают оптимальный коэффициент шума и хорошие настроечные характеристики. Потери в цепях оказывают на малошумящие лампы ощутимое влияние [626]; например, коэффициент шума типовых ламп [669] можно уменьшить путем охлаждения спирали с 2,5 до 1,9 дб; если бы сопротивление потерь было равно нулю, то коэффициент шума составлял бы 1,65 дб.

В клистронах более высокий уровень шумов получается вследствие неэффективности сглаживающего действия пространственного заряда, наличия значительных шумов из эффекта распределения токов и возможных колебаний пространственного заряда высших типов; кроме того, модуляция скорости при тепловой эмиссии преобразуется в модуляцию плотности как в резонаторе, так и в пространстве дрейфа.

Однако в последних работах показано, что при тщательном конструировании в клистронах можно добиться низкого уровня шумов [519, 544]. Отражательный клистрон привлек к себе внимание как усилитель с отрицательным сопротивлением [223, 224, 663, 665]; входной и выходной сигналы в нем разделяются с помощью гибридных систем или циркуляторов. Эксперименты показали, что например, лампа WE445A дает устойчивое усиление порядка 30—40 дб на частоте 11 Гц. Максимальная выходная мощность почти равна выходной мощности клистрона в режиме генерирования колебаний. Обнаружено, что произведение коэффициента усиления по напряжению на полосу пропускания, как и для всех регенеративных усилителей, при частоте 85 Мц остается постоянным в широком диа-

пазоне изменений коэффициента усиления. Лампа 723А/В на частоте 9,8 Гц дает усиление 16 дБ [221]. Для получения низкого уровня шумов требуется точная электронная настройка и согласование полных сопротивлений; с отражательным клистроном 2К25 были получены значения коэффициента шума 5 и 6,5 дБ [225] при коэффициентах усиления соответственно 15 и 25 дБ. Принципы создания малошумящих пушек были применены [368] к двухрезонаторным клистроном, и было получено совпадение с теорией [366]. Экспериментальные лампы на частотах 2,6 и 5,7 Гц имели коэффициент шума до 6,7 дБ; для полосы 1 МГц коэффициент усиления составил 12 дБ, а динамический диапазон 118 дБ.

### 17.1.2. Приборы на твердом теле

Полупроводниковые приборы, которые долгое время применялись на СВЧ [452] только как детекторы, смесители или преобразователи частоты с понижением, в настоящее время стали использоваться и как малошумящие усилители. Частотный диапазон обычных транзисторов был расширен до 1 Гц [376, 530, 578, 647]. Такие полупроводниковые приборы, как туннельный диод [278, 362, 415, 466, 524], в котором используются резкие переходы, изготовлены из материалов с большой добавкой примесей (легированием), так что примесные уровни вместе с уровнем Ферми образуют зону, которая примыкает или даже частично перекрывает зону допустимых уровней. Вычисления, основанные на плотности числа состояний, например, чистого германия, показывают, что уровень Ферми лежит на  $3 kT$  выше края зоны.

Обращаясь к рис. 17.2,а, рассмотрим сначала случай отсутствия приложенного напряжения, т. е. состояние (I). Электрон из *n*-области, приближающийся к барьеру слева, замедляется возникшим на переходе полем. Вообще говоря, он отражается от барьера, однако существует небольшая, но все же конечная вероятность того, что благодаря эффекту квантомеханического проникновения [507] он пройдет через барьер и окажется в другой зоне. На самом деле плотность передаваемого таким образом тока очень велика, до  $10^3$  а/см<sup>2</sup>. Электроны из области *p* также замедляются по мере приближения к барьеру и некоторые из них проникают в зону проводимости. При отсутствии приложенного напряжения два встречных тока компенсируются, причем величина каждого из них определяется расстоянием от уровня Ферми с одной стороны перехода до края запрещенной зоны с другой стороны перехода. Небольшое обратное смещение (состояние II на рис. 17.2,а), прикладываемое к обедненному (носителями) слою, смещает края зон таким образом, что обратный ток увеличивается, а прямой ток остается примерно постоянным. При небольшом прямом смещении (состояние III) обратный ток уменьшается, а прямой ток изменяется лишь незначительно. Общий ток достигает максимума, когда обратная составляющая уменьшается до нуля; затем он спадает, так как запре-

щенная зона начинает блокировать прямую составляющую тока и, наконец, опять возрастает, так как становится существенной нормальная инжекция неосновных носителей через барьер.

Измеренная характеристика по постоянному току, приведенная на рис. 17.2, б, относится к германиевому диоду, который был изготовлен путем сплавления капли, состоящей из цинка с примесью 1/2% индия и 1/2% галлия, размерами 0,0254 мм в базу из

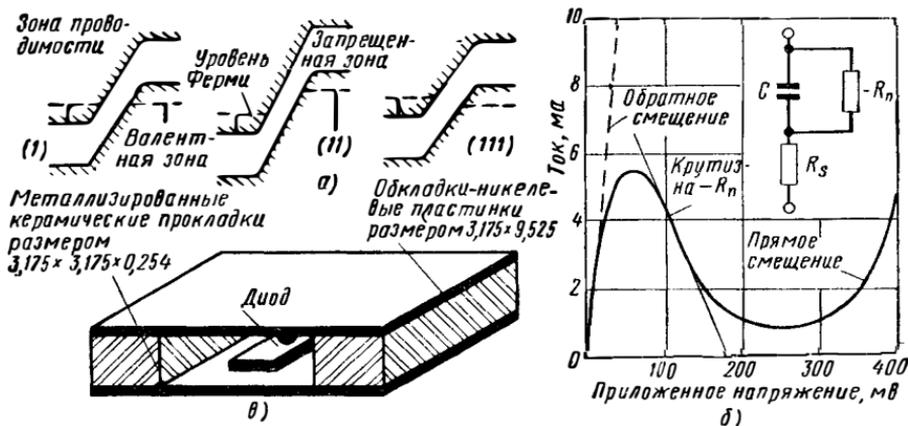


Рис. 17.2. Усиление туннельными диодами:

а — энергетические зоны в полупроводнике; б — характеристика по постоянному току; в — головка для полосковой линии на 1 Гц. (См. [421].)

германия с удельным сопротивлением  $10^{-3}$  ом/см и с концентрацией примесей (мышьяка)  $2 \cdot 10^{19}$  см $^{-3}$ . На рисунке видно, что в результате туннельного эффекта [146, 349] возникает область с отрицательным сопротивлением.

Такие диоды имеют очень хорошие высокочастотные характеристики, так как туннелирование осуществляется основными носителями и не ограничено временем дрейфа неосновных носителей; в то же время при низком напряжении смещения рассеиваемая мощность невелика. На эквивалентной схеме, показанной на рис. 17. 2, б, диссипативное сопротивление  $R_d$  меньше отрицательного сопротивления  $R_n$ , емкость перехода  $C$  для диаметра перехода 0,0381 мм равна приблизительно 100 пф и, таким образом, высокочастотное полное сопротивление диода исключительно мало. Для типичной схемы усилителя коэффициент усиления и полоса пропускания связаны соотношением

$$g_V v_b = 1/2\pi R_n C. \quad (17.5)$$

Наивысшая частота, на которой в схеме возможно самовозбуждение, равна

$$v_c = \sqrt{R_n/R_t}/2\pi RC, \quad (17.6)$$

где  $R_t$  — суммарное диссипативное сопротивление схемы. Влияние концентрации носителей на частотные характеристики показано в табл. 17.1.

Т а б л и ц а 17.1

**Влияние концентрации электронов на постоянную времени туннельных диодов**

$N, \text{см}^{-3} \cdot 10^{18}$	$R, \text{см}$	$RC, \text{нсек}$
2,4	90	4,5
3,6	4,5	0,9
4,8	1	0,05

При измерениях на частоте 30 Мгц [85, 86] получены коэффициент усиления 20 дб, полоса пропускания 0,2 Мгц и коэффициент шума около 4,5 дб; эти результаты согласуются с вычисленными значениями. Туннельные диоды могут работать [375] в диапазоне СВЧ, если последовательная индуктивность головки достаточно мала.

Удобная головка, использующая полосковую линию, показана на рис. 17.2, в. С обеих сторон тонких керамических опор прикреплены никелевые ленты. Диод укреплен в отверстии диаметром 3,175 мм между опорами, причем база припаивается к нижнему электроду, а вплавленная капля — к верхнему. Для повышения механической прочности внутреннее пространство заполняется пластмассой, например аралдитом. Была исследована работа туннельных диодов в качестве смесителей [61, 87] и генераторов [70, 448, 521, 527, 528], но большинство работ посвящено их использованию в качестве малощумящих усилителей [522, 526, 580, 628, 637]. Когда были разработаны способы каскадного включения [94] и расширения полосы [382, 548], стало необходимым применение входных циркуляторов [509]. Туннельные диоды обладают дробовым шумом, зависящим от его отрицательного сопротивления, и тепловым шумом, определяемым паразитным последовательным сопротивлением. Анализ, основанный на различных эквивалентных схемах [85, 86, 213, 323, 523, 525, 574, 595], дает значение коэффициента шума 3 и 7 дб для рабочих частот, составляющих соответственно 0,7 и 0,9 от предельной частоты. Усилитель [501] на германиевом диоде, работающий на частоте 4,5 Ггц, имел коэффициент усиления 23 дб при полосе пропускания 20 Мгц и коэффициенте шума 7 дб. Подобные диоды работали [543] на частотах вплоть до 10,8 Ггц. Диоды из арсенида галлия [529] позволили создать усилитель, работающий на частотах вплоть до 26 Ггц. В качестве усилителей применяются также триоды с туннельной эмиссией [306], использующие металлические пленки с изолирующими прокладками.

Для усилителей СВЧ был предложен также полупроводниковый диод [357], на который подается такое напряжение смещения, что

в относительно слаболегированной области образуется слой пространственного заряда (обедненный слой) фиксированной ширины, граничащий с двумя сильнолегированными областями. Один из возможных материалов имеет структуру  $n^+-p-i-p^+$ , где знак «+» обозначает сильное легирование. На одном из концов области пространственного заряда электронное поле обладает максимумом, где за счет внутрэнней вторичной эмиссии или лавинного пробоя образуются пары электрон-дырка. Дырки (или электроны) передвигаются с постоянной скоростью через область пространственного заряда, в результате чего возникает ток через диод. Величина поля в пространстве дрейфа такова (несколько более  $5 \text{ кВ/см}$ ), что вне зависимости от поля носители перемещаются с постоянной скоростью. Проводимость в основном определяется дырками, скорость передвижения которых в кремнии равна  $10^7 \text{ см/сек}$ . Время пролета дырок через область пространственного заряда в сумме со временем возникновения лавины приводит к задержке высокочастотного тока по отношению к высокочастотному напряжению приблизительно на полпериода. Таким образом, проводимость диода отрицательна, и если поместить диод в индуктивную сверхвысокочастотную полость, настроенную в резонанс емкостью диода, то будет получено усиление. Для ширины слоя  $10^{-3} \text{ см}$  время пролета равно  $10^{-10} \text{ сек}$ , что дает рабочую частоту  $5 \text{ ГГц}$ ; расчетная выходная мощность составляет  $20 \text{ Вт}$ . Рабочая частота может лежать в диапазоне  $1-50 \text{ ГГц}$  при отрицательной добротности 10 и к. п. д. 30%. Был предложен ряд других двухполюсных диодов с отрицательным сопротивлением [403].

В новом классе усилителей СВЧ используется [264, 265, 266, 286, 604] то обстоятельство, что при достаточно большой кинетической энергии эффективные массы носителей заряда в полупроводнике становятся отрицательными. Под воздействием приложенной силы частица с отрицательной массой ускоряется в направлении, противоположном действию силы. Электрически это означает, что в кристалле, содержащем носители с отрицательной массой, электрический ток течет против электрического поля. Другими словами, носители обладают отрицательной подвижностью, а кристалл — отрицательным сопротивлением, вследствие чего становится возможным усиление.

Источником энергии для этого процесса является электрическое поле, ускоряющее носители до тех пор, пока они не приобретут отрицательную массу. Такие усилители с отрицательной массой должны обладать широкой полосой и работать на предельных частотах до  $1000 \text{ ГГц}$ , причем предел определяется частотой столкновений. Во избежание лавинного усиления [288] и оптико-фононного рассеяния [404] необходимо, чтобы отрицательная масса возникала бы при достаточно низких энергиях. Для свободных электронов зависимость энергии от волнового числа является параболической, а изоэнергетические поверхности в пространстве момента количества движения представляют собой сферы. Существование отрица-

тельных масс с эффектом параллельного поля связано с сильным отклонением от параболической зависимости, что видно на рис. 17.3, а. При эффекте пересекающегося поля, кроме того, частично деформируются энергетические контуры, как показано на рис. 17.3, б, для тяжелых дырок в германии и кремнии. Эффективная масса для любого направления, перпендикулярного оси, отрицательна для всех носителей [100], так как они лежат внутри конуса; угол полураствора конуса равен  $15^\circ$  для германия и  $12,5^\circ$  для кремния. В

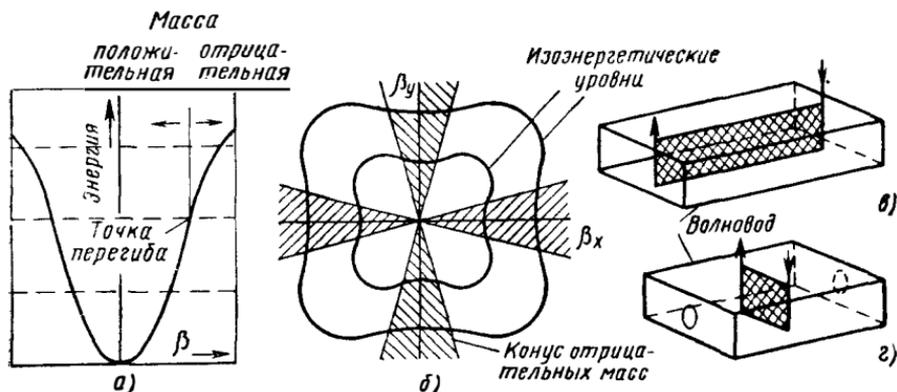


Рис. 17.3. Усилитель с отрицательной массой носителей:

а — непараболическая зависимость энергии; б — изоэнергетические уровни для тяжелых дырок; в — монтаж в усилителе с бегущей волной; г — монтаж в резонаторной головке. (См. [265].)

состоянии равновесия носители с отрицательной массой составляют 3,5 и 2,4% от общего числа тяжелых дырок, соответственно в германии и кремнии.

В качестве материала для усилителя могла бы служить пластинка из германия  $p$ -типа, вырезанная в параллельном направлении [100] так, чтобы толщина ее не превышала глубины проникновения тока. Пластинка устанавливается либо вдоль волновода с колебаниями вида  $TE_{01}$ , как показано на рис. 17.3, в, образуя при этом усилитель бегущей волны, либо поперек волновода, как показано на рис. 17.3, г, где получается объемный резонатор. В любом случае по известному отрицательному сопротивлению материала и омическим потерям в проводниках можно рассчитать коэффициент усиления. В разд. 7.4 было показано, что явление отрицательной массы можно наблюдать [138] при циклотронном резонансе; оно проявляется либо в виде спектра излучения вокруг циклотронной частоты, либо в виде ослабления интенсивности поглощения на этой частоте.

Теория [303] показывает, что, в сущности, излучение будет наблюдаться лишь в довольно специфических условиях, например [236], для германия и кремния с искривленными полосами необходимое условие может соответствовать перераспределению вдоль изоэнергетических уровней в условиях теплового равновесия. Су-

ществование носителей с отрицательной массой в германии было продемонстрировано при  $4^{\circ}$  К, причем индукция  $B$  была параллельна оси [100], а электрическое поле ортогонально ей. Был замечен небольшой провал при значениях  $B_0$ , соответствующих частоте, равной 70% от нормального резонансного значения; частота равнялась 15,5 Гц, а электрическое поле имело круговую поляризацию, направление вращения которой было противоположно тому, которое необходимо для дырок с положительной массой. Таким образом, если циклотронный резонанс происходит вместе с воздействием постоянного ускоряющего электрического поля, то носители с положительной массой «выбиваются из ритма» и их эффективность падает. Избыточные шумы в усилителях с отрицательной массой должны быть малы.

## 17.2. УСИЛЕНИЕ С ПЕРЕМЕННОЙ РЕАКТИВНОСТЬЮ

### 17.2.1. Общие принципы

Большие успехи в технике усиления с малым уровнем шумов на СВЧ были достигнуты на основе разработки нового класса усилителей, в которых выходная мощность получается за счет энергии источника переменного напряжения [97, 150, 206, 274, 315, 497]. Этот класс включает в себя параметрические и квантовомеханические усилители. Параметрическое усиление получило свое название благодаря тому, что дифференциальное уравнение, описывающее поведение схемы, содержит один или более реактивных параметров, которые нелинейны и изменяются во времени. Например [126], емкость  $C(t)$  на рис. 17.4, а, которая связывает два резонансных контура с угловыми резонансными частотами  $\omega_s$  и  $\omega_i$ , модулируется источником энергии или накачки с частотой, которая равна

$$\omega_p = \omega_s + \omega_i. \quad (17.7)$$

Формы напряжений  $V_s$  и  $V_i$  на емкости показаны на рис. 17.4, б.

Суммарное напряжение, представленное на рис. 17.4, в, пропорционально

$$\sin \omega_s t + \sin \omega_i t = 2 \sin \left( \frac{\omega_s + \omega_i}{2} t \right) \cos \left( \frac{\omega_s - \omega_i}{2} t \right). \quad (17.8)$$

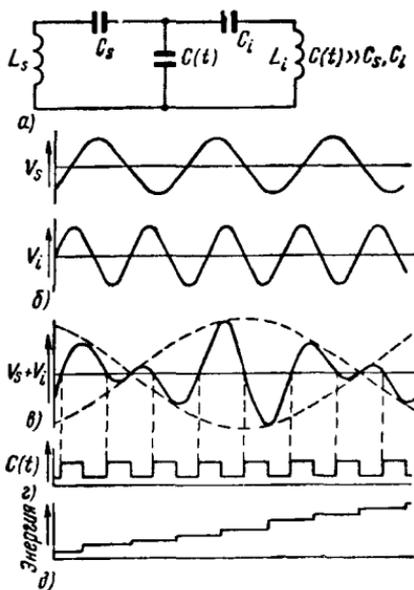


Рис. 17.4. Параметрическое усиление в схеме с емкостью, меняющейся во времени. (См. [126].)

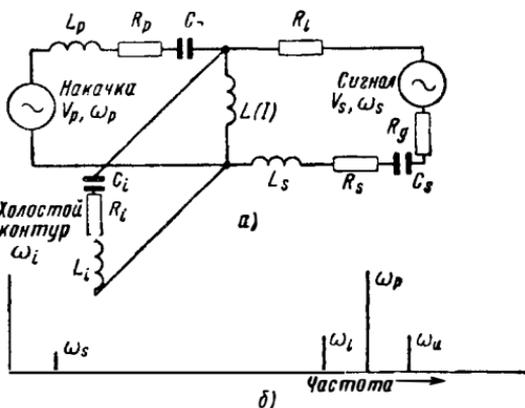
Это напряжение обращается в нуль всякий раз, когда  $\sin(\omega_p/2)t$  также обращается в нуль. Если теперь увеличивать расстояние между обкладками конденсатора в тот момент, когда заряд максимален, и уменьшать, когда он равен нулю, т. е. изменять емкость так, как показано на рис. 17.4, з, то механическая работа, производимая накачкой, будет преобразовываться в энергию колебаний, как показано на рис. 17.4, д. Если  $\omega_s$  является частотой сигнала, то вспомогательная частота  $\omega_i$  будет автоматически устанавливать фазу для получения усиления. Когда  $\omega_s = \omega_i$ , то частота накачки в 2 раза превышает частоту сигнала, но в отсутствие

холостого контура усиление можно получить лишь в том случае, когда выполнены необходимые фазовые соотношения [425].

Этот вырожденный случай, впервые изученный Релеем [356], известен во многих областях [35, 140, 298, 318]. Усиление с помощью нелинейной реактивности впервые наблюдалось на СВЧ [325] с германиевым выпрямителем; с недавнего времени параметрические усилители диапазона СВЧ

Рис. 17.5. Параметрическое усиление с нелинейной индуктивностью:

а — эквивалентная схема; б — соотношение между частотами.



вызвали значительный интерес [113, 142, 326, 374, 473, 480, 568, 582, 597, 630, 632, 660]. Термин параметрические усилители был расширен и включает все аналогичные им усилители, в которых источником энергии на выходе служит высокочастотная накачка.

Параметрические усилители диапазона СВЧ используют нелинейные явления как средство получения реактивности, изменяющейся во времени [373, 381, 412, 462]. Примером может служить схема модулятора, содержащая индуктивность  $L(I)$ , величина которой зависит от тока, как показано на рис. 17.5, а. Мощности сигнала и накачки подводятся к нелинейной индуктивности, в результате чего образуется множество верхних и нижних боковых частот. Как показано на рис. 17.5, б, в их состав входят  $\omega_p$ ,  $\omega_s$  и первые верхняя и нижняя боковые частоты, которые соответственно равны

$$\omega_u = \omega_p + \omega_s \quad \text{и} \quad \omega_l = \omega_p - \omega_s. \quad (17.9)$$

При этих условиях соотношение между мощностями, даваемое теоремой Мэнли и Роу [298, 299], имеет вид

$$(P_p/\omega_p) = -(P_u/\omega_u) - (P_l/\omega_l), \quad (17.10)$$

$$(P_s/\omega_s) = -(P_u/\omega_u) + (P_l/\omega_l). \quad (17.11)$$

Здесь, если  $P$  — положительная величина, то это означает, что реактивность выделяет мощность на частоте, обозначенной индексом; если же  $P$  величина отрицательная, то это представляет поглощаемую мощность. Уравнения (17.10) и (17.11) показывают, что реактивность всегда поглощает мощность накачки, но при соответствующих условиях она может выделять мощность сигнала [74, 655, 656, 668].

Например, если подавить нижнюю боковую полосу частот, то получается неинвертируемый модулятор или преобразователь на более высокую боковую полосу частот и уравнение (17.11) приобретает вид

$$P_u = -P_s \omega_u/\omega_s. \quad (17.12)$$

Итак, реактивность на верхней боковой частоте выделяет мощность, представляющую усиление с коэффициентом  $\omega_u/\omega_s$ . Такой повышающий преобразователь, работающий между далеко разнесенными частотами, дает существенное усиление мощности; небольшая входная мощность на частоте  $\omega_s$  управляет большой мощностью накачки с частотой  $\omega_p$ , и сумма этих двух мощностей появляется как полезная выходная мощность на частоте  $\omega_u$ . Так как коэффициент усиления по мощности положителен, то усилитель устойчив. Полоса пропускания при умеренной величине нелинейности достаточно широка.

Напротив, если подавлена верхняя боковая полоса частот, то уравнение (17.11) дает

$$P_s = P_l \omega_s/\omega_l. \quad (17.13)$$

Так как  $P_s$  и  $P_l$  положительны, то реактивность будет выделять мощность в цепь сигнала и в гораздо большей степени в цепь нижней боковой частоты, так что получается усилитель с отрицательной проводимостью. Если в устройстве с одним органом связи (одноплечим) мощность снимается на частоте сигнала, то должен предусматриваться холостой контур для поглощения энергии боковой частоты  $\omega_l = \omega_i$ . Усиление в этом случае получается непосредственно, причем его величина определяется эквивалентом отрицательной проводимости  $G_n$ , вводимой в цепь сигнала. Анализ [156, 203] усилителя, использующего, например, нелинейную емкость, дает

$$G_n = \omega_s \omega_l C_p^2 / 4G_{it}, \quad (17.14)$$

где  $G_{it}$  — суммарная положительная проводимость, шунтирующая холостой контур.  $C_p$  и, следовательно,  $G_n$  являются функциями мощности накачки, и поэтому их величинами можно управлять. В повышающем преобразователе с нижней боковой полосой частот, который является двухплечим устройством с двумя органами связи, выход сделан на холостой частоте. В этом случае в выраже-

ние для коэффициента усиления входит множитель  $\omega_i/\omega_s$ , так что при данном общем коэффициенте усиления обеспечивается лучшая стабильность.

### 17.2.2. Усилители с отрицательной проводимостью

Параметрический усилитель с отрицательной проводимостью проанализирован достаточно подробно [20, 39, 131, 300, 335, 371]. Предположим, что  $G_s$ ,  $G_{sg}$  и  $G_{st}$  означают соответственно проводимость, шунтирующую контур сигнала при резонансе и учитывающую внутренние потери, проводимость генератора и проводимость выходной нагрузки [203] и что

$$G_{st} = G_s + G_{sg} + G_{st}. \quad (17.15)$$

Тогда коэффициент усиления по мощности, определяемый как отношение мощности, рассеиваемой на проводимости нагрузки, к номинальной мощности генератора, равен

$$g_p = 4G_{sg} G_{st} / (G_{st} - G_n)^2. \quad (17.16)$$

Уравнение (17.16) имеет вид, типичный для всех регенеративных усилителей, и показывает, что для получения большого усиления необходимо, чтобы  $G_n \approx G_{st}$ , что соответствует изменению емкости

$$C_p \approx 2 \sqrt{G_{st} G_{it} / \omega_s \omega_i}. \quad (17.17)$$

Если частота сигнала отклоняется от резонансной, то снижается напряжение, падающее на контуре при данном уровне возбуждения, уменьшается эффективная отрицательная проводимость, вводимая в усиливающий контур, и, что наиболее важно, вносится эффективная реактивная проводимость. При больших коэффициентах усиления и большой добротности  $Q$  холостого контура довольно сложное выражение для коэффициента усиления в зависимости от частоты [203] сводится к

$$\frac{v_b}{v} \sqrt{g_p} = \frac{2}{Q_i} \frac{\omega_i}{\omega_s} \sqrt{\frac{G_{sg} G_{st}}{G_n^2}}. \quad (17.18)$$

При больших коэффициентах усиления подкоренное выражение почти равно единице, так что произведение коэффициента усиления по напряжению на полосу пропускания не превышает  $\omega_i / Q_i \omega_s$ . Если, например,  $Q_i$  равно 1000, то усилитель будет иметь усиление 20 дБ при относительной полосе пропускания 0,01%. По мере того, как коэффициент усиления стремится к бесконечности и состояние схемы приближается к неустойчивому, полоса пропускания стремится к нулю. Столь высокое усиление связано с повышенной чувствительностью к небольшим изменениям проводимости нагрузки и степени нелинейности.

Коэффициент шума приемников, использующих усилители с переменной реактивностью, определяется шумами [405, 482, 659]

различных внутренних и внешних источников. Сами параметрические усилители имеют низкий уровень шумов [508], так как в идеале их схема содержит только реактивные элементы, и поэтому шумы Джонсона отсутствуют. Коэффициент шума можно записать в следующем виде:

$$F = \frac{P_{n, \text{вых}}}{g_p k T_0 \nu_b} = \frac{(G_{st} - G_n)^2 P_{n, \text{вых}}}{4kT_0 \nu_b G_{sg} G_{sl}}. \quad (17.19)$$

Оценка некоторых источников шумовой мощности на выходе усилителя  $P_{n, \text{вых}}$  и представление результатов в виде эффективной шумовой температуры [203] приводит к следующему:

$$\begin{aligned} \frac{T_N}{T_0} = & \frac{G_s}{G_{sg}} + \frac{G_n}{G_{sg}} \frac{\omega_s}{\omega_i} + \frac{1}{4kT_0 \nu_b G_{sg}} \left( \overline{I_s^2} + \overline{I_i^2} \frac{G_n}{G_{it}} \frac{\omega_s}{\omega_i} \right) + \\ & + S_{N, \text{ex}} \frac{g_p}{4} \frac{G_n}{G_{sg}} \left( \frac{G_n}{G_{sl}} \overline{\xi^2} + \frac{G_{it}}{G_{sl}} \frac{\omega_s}{\omega_i} \overline{\eta^2} + \frac{G_n^2}{G_{it} G_{sl}} \frac{\omega_s}{\omega_i} \overline{\xi^2} \right), \quad (17.20) \end{aligned}$$

где  $\overline{I_s^2}$  и  $\overline{I_i^2}$  суть средние квадраты шумовых токов с частотами соответственно  $\omega_s$  и  $\omega_i$ , вызванные наличием переменной емкости;  $S_{N, \text{ex}}$  представляет собой отношение входных мощностей сигнала и шума, а  $\overline{\xi^2}$ ,  $\overline{\eta^2}$  и  $\overline{\xi^2}$  — средние квадраты отношений шумовых флюктуаций (отклонений) с частотами соответственно  $\omega_p$ ,  $2\omega_s$  и  $2\omega_i$  к когерентным флюктуациям на частоте  $\omega_p$  в переменной емкости. Первый член в уравнении (17.20) обычно очень мал, но второй член может быть довольно большим. Величины остальных членов зависят от частного физического осуществления усилителя, хотя последний член, вероятно, всегда мал. Для больших коэффициентов усиления второй член становится определяющим, так что

$$T_N = (\omega_s/\omega_i) T_0. \quad (17.21)$$

Таким образом,  $T_N$  можно сделать малым, выбирая  $\omega_i \gg \omega_s$ . Уравнение (17.20) предполагает, что узлы схемы находятся при температуре  $T_0$ ; охлаждение, в частности, холостого контура, улучшает шумовые характеристики [212].

Рассмотренные системы обладают недостатком, который на миллиметровых волнах становится существенным и состоит в том, что частота накачки должна быть выше частоты сигнала. Это препятствие может быть преодолено [2, 214] в схеме, которая обладает двумя холостыми частотами  $\omega_{i1}$  и  $\omega_{i2}$ , причем  $\omega_{i1} < \omega_{i2} < \omega_p < \omega_s$ . Сначала сигнал пропускается через смеситель для образования холостой частоты

$$\omega_{i2} = \omega_s - \omega_p. \quad (17.22)$$

Существующие параметрические усилители подчиняются условию

$$\omega_{i1} + \omega_{i2} = \omega_p \quad (17.23)$$

и обыкновенно усиливают частоту  $\omega_{i2}$ , которая затем опять подается в смеситель для повторного преобразования и получения усиленного сигнала с частотой

$$\omega_s = \omega_{i2} + \omega_p. \quad (17.24)$$

Очевидно, усиление системы должно компенсировать потери в обоих смесителях.

Другой метод [48, 78, 81] связан с применением двух (или большего числа) источников накачки и требует реактивности, порядка

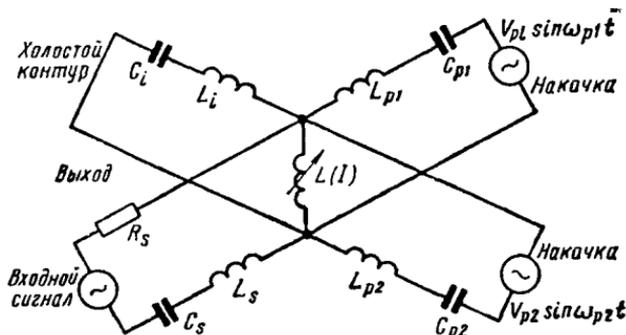


Рис. 17.6. Параметрический усилитель с накачкой на более низкой частоте. (См. [48].)

нелинейности которой более двух. Например, схема рис. 17.6 использует две частоты накачки  $\omega_{p1}$  и  $\omega_{p2}$ , причем  $\omega_i < \omega_{p1} < \omega_{p2} < \omega_s$ , а  $L(I)$  является функцией как  $I^2$ , так и  $I$ . Основное соотношение, которому подчиняется этот усилитель, имеет вид

$$\omega_{p1} + \omega_{p2} = \omega_p = \omega_s + \omega_i. \quad (17.25)$$

Для образования эквивалентной накачки на частоте  $\omega_p$  смешиваются напряжения обоих источников накачки; на этой частоте усиливаются ток сигнала и холостой ток. Если выбрать  $\omega_{p1} \simeq \omega_{p2}$  и  $\omega_s \gg \omega_i$ , то можно усиливать сигнал на частоте, почти в 2 раза превышающей частоту накачки. В вырожденном случае, когда  $\omega_{p1} = \omega_{p2}$ , необходимость в одном из источников накачки отпадает. Выражения для произведения коэффициента усиления по напряжению на полосу пропускания и для общего коэффициента шума являются такими же, как и в случае высокочастотной накачки.

### 17.2.3. Системы бегущей волны

Параметрический усилитель бегущей волны состоит из двух линий передачи (или одной линии с двумя распространяющимися типами колебаний), которые возбуждаются бегущей волной, создаваемой генератором накачки, при этом между двумя линиями

создается связь, изменяющаяся во времени и в пространстве. Сигнал подается на входной конец одной из линий, и благодаря изменяющейся во времени связи в другой линии возбуждается холостая волна, которая, как и волна сигнала, нарастает с расстоянием за счет мощности возбуждения. Изменяющимся во времени параметром может служить распределенная индуктивность, емкость, либо и то и другое [573]. На эквивалентной схеме рис. 17.7, а отрезки

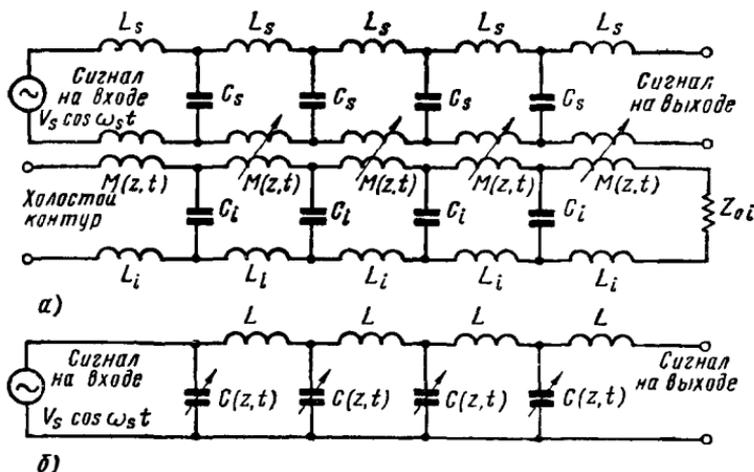


Рис. 17. 7. Параметрические усилители бегущей волны:  
 а — две линии передачи, связанные изменяющейся во времени взаимной индуктивностью; б — одна линия передачи, содержащая емкость, изменяющуюся во времени. (См. [445].)

линий связаны взаимными индуктивностями. Линия 1 на входе возбуждается сигналом, а линия 2 в основном действует как холостая; на входе она разомкнута, а на выходе замкнута на волновое сопротивление. Система может быть проанализирована при условии [88, 89, 445, 446], что в линии 1 существует только волна частоты  $\omega_s$ , а в линии 2 — частоты  $\omega_i$ , причем эти частоты удовлетворяют уравнению (17.7). Если коэффициенты изменения фазы

$$\beta_s = \omega_s \sqrt{L_s C_s} \quad \text{и} \quad \beta_i = \omega_i \sqrt{L_i C_i}, \quad (17.26)$$

то условия существования усиления приобретают вид

$$\beta_p = \beta_s + \beta_i, \quad (17.27)$$

$$d\omega_s / d\beta_s = d\omega_i / d\beta_i. \quad (17.28)$$

Условие (17.28) необходимо для того, чтобы уравнение (17.27) выполнялось бы также и в полосе частот; оно указывает на то, что в полосе усиливаемых частот групповые скорости распространения в обеих линиях должны быть равными. В системе присутствуют как нарастающие, так и затухающие волны, но последние становятся пренебрежимо малы на расстоянии нескольких длин волн от

входного конца. Если в линиях передаются мощности соответственно  $P_s$  и  $P_i$ , то общая мощность, отдаваемая генератором накачки, равна  $P_s + P_i$  и можно показать, что

$$\frac{P_s}{\omega_s} = \frac{P_i}{\omega_i} = \frac{P_s + P_i}{\omega_s + \omega_i}. \quad (17.29)$$

Если ввести  $m_s$  и  $m_i$ , определяемые соотношением

$$M = m_s L_s = m_i L_i, \quad (17.30)$$

то коэффициент усиления будет

$$\alpha = \frac{1}{4} \sqrt{m_s m_i \beta_s \beta_i}. \quad (17.31)$$

Волны сигнала и накачки, а также холостая волна могут переноситься в одной линии или одним распространяющимся видом колебаний, как показано на рис. 17.7, б. Для переменной емкости уравнение, описывающее распространение волн в схеме, имеет вид

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} - L \frac{\partial^2 (CV)}{\partial t^2} = 0. \quad (17.32)$$

Если емкость определяется зависимостью

$$C = C_0 + C_1 \cos(\omega_p t - \beta_p z), \quad (17.33)$$

то усиление также будет определяться формулой (17.32), где  $m = C_1/C_0 = m_s = m_i$ . Подобные же результаты получаются и для переменной индуктивности в линии. Когда  $\omega_s = \omega_i = 1/2 \omega_p$ , то показано [111], что коэффициент усиления, определяемый уравнением (17.31), надо умножить на  $\cos 2\varphi$ , где  $\varphi$  — разность фаз между волнами накачки и сигнала. Для получения наилучшего усиления  $\varphi$  должно равняться нулю, и если  $m = 0,1$ , то усиление равно 1,36 дБ на длину волны. Можно показать [446], что коэффициент шума параметрического усилителя бегущей волны такой же, как и усилителя на сосредоточенных постоянных, так как шум определяется конечными потерями в цепи [396, 599].

Было найдено, что омические потери в линии передачи ограничивают полезную длину системы величиной около  $(\alpha_s \alpha_p)^{-1/2}$ , где  $\alpha_s$  и  $\alpha_p$  — коэффициенты ослабления волн сигнала и накачки. Дальнейшее увеличение длины приводит к уменьшению усиления. Кроме того, уменьшение амплитуды волны накачки вдоль линии из-за передачи энергии приводит к насыщению сигнала. Максимальное усиление достигается в том случае, когда вся мощность накачки преобразуется в волну сигнала и холостую волну, причем деление энергии между ними определяется соотношениями Мэнли — Роу. В сущности, происходит периодическая пространственная передача энергии между волной накачки и другими волнами. Когда сигнал возрастает, то положение первого максимума сдвигается по направлению ко входу. Для очень слабых сигналов расстояние до

первого максимума будет превышать длину любого практического усилителя, и в этом случае периодичность наблюдать нельзя.

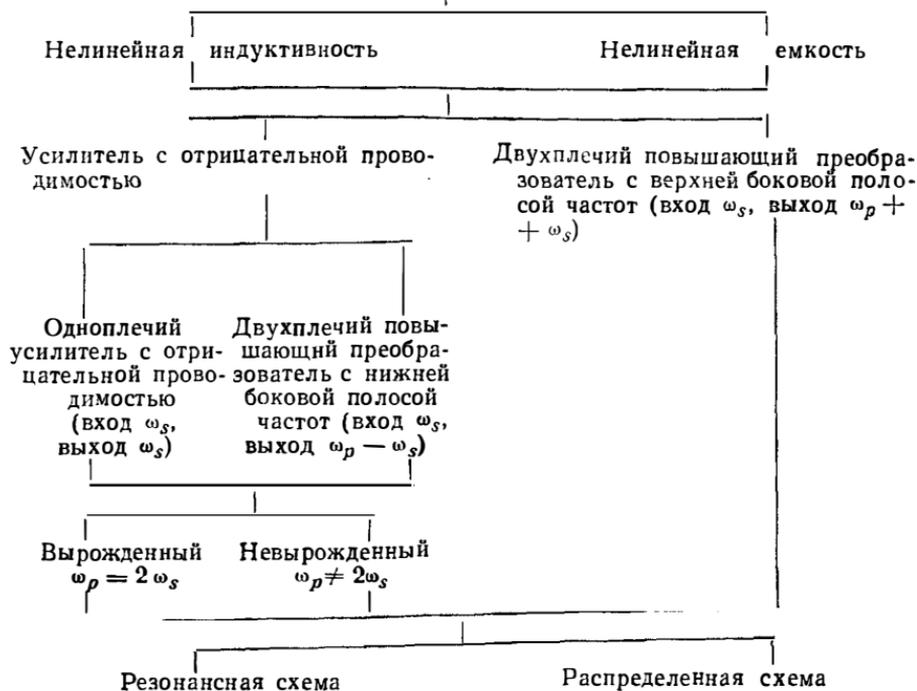
Вышеупомянутый анализ изменяется, если учитывать наличие гармоник частоты сигнала [369]. Если решения могут содержать член с частотой  $3\omega_s$ , то энергия хотя и будет возрастать с расстоянием, но будет также перекачиваться с основной частоты на гармонику, и наоборот. При наличии частот  $\omega_s$ ,  $3\omega_s$  и  $5\omega_s$  рост основной частоты будет по-прежнему экспоненциальным, но гораздо более медленным.

Точное решение, в котором учитываются все частоты, показывает, что энергия накачки в большей степени расходуется на создание гармоник высших порядков, чем на увеличение мощности колебаний основной частоты. Таким образом, для получения экспоненциального возрастания необходимо подавлять высшие гармоники; благоприятным является также наличие дисперсии в длинной линии [275]. Некоторых трудностей можно избежать путем применения связанных резонаторов, так как в этом случае можно добиться того, что волны более высоких частот будут попадать в полосу непрозрачности фильтра [119].

Таблица 17.2

**Типы усилителей с переменной реактивностью**

Реактивность, изменяющаяся во времени



Нелинейная реактивность пригодна для использования в параметрических усилителях, если

$$\operatorname{tg} \delta < \Delta W_{sp} / W_s, \quad (17.34)$$

где  $\Delta W_{sp}$  — изменение накопленной энергии, создаваемое накачкой. В качестве нелинейных элементов было предложено использовать плазму, ферроэлектрические и пьезоэлектрические элементы [177], ферриты, электронные пучки и диоды с переменной емкостью. На сверхвысоких частотах до сих пор широко используют только три последних типа. Прежде чем переходить к описанию практических усилителей, приведем для удобства табл. 17.2 различных параметрических усилителей.

### 17.3. ПРАКТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

#### 17.3.1. Ферромагнитные материалы

В работе [434] было показано, что прецессионное движение в ферромагнитной среде может служить нелинейной или изменяющейся во времени индуктивностью, связывающей две цепи. Систе-

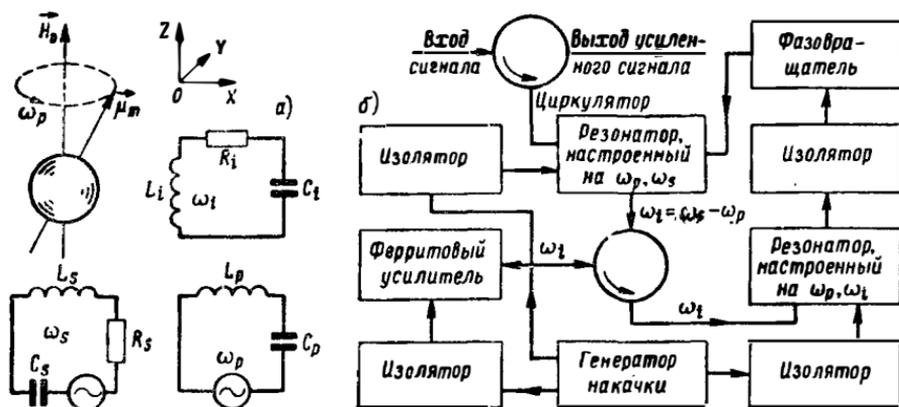


Рис. 17. 8. Типы ферромагнитных усилителей:

а — связь за счет прецессирующего магнитного момента; б — накачка на более низкой частоте; отдельные резонаторы показаны для наглядности. (См. [214].)

ма в целом может быть исследована на основе квантовомеханического [435] или классического [426, 433] методов. Как показано на рис. 17.8, а, прецессия достигается благодаря тому, что магнитный момент находится в магнитном поле  $H_0$ , направленном по оси z, а к оси x системы прикладывается переменное магнитное поле с частотой  $\omega_p$ . Ток, протекающий в цепи сигнала, создает поле с частотой  $\omega_s$ , направленное по оси x, которое для удобства можно рассматривать состоящим из двух полей, вращающихся в плоскости  $xy$  с частотами  $\pm \omega_s$ . Наблюдателю, связанному с моментом прецес-

сии, будет казаться, что эти два поля вращаются с частотами  $\omega_p + \omega_s$  и  $\omega_p - \omega_s = \omega_i$ . Последнее поле возмущает установившееся прецессионное движение, причем возмущение проявляется в изменении составляющей  $z$  вектора намагничивания с частотой  $\omega_i$ . Эти изменения индуцируют в холостом контуре токи, которые, в свою очередь, создают поле с частотой  $\omega_i$  вдоль оси  $z$ , которое посредством прецессии опять воздействует на цепь сигнала. Изменение условий в цепи сигнала приводит к усилению.

В разд. 8.2.3 было показано, что если феррит поместить в неоднородное высокочастотное магнитное поле, то появятся многократные пики поглощения. С каждым пиком связана определенная конфигурация поля в феррите, которая называется магнитостатическим видом колебаний. Одним из таких видов колебаний является однородная прецессия с частотой  $\gamma H_0/2\pi$ , другие распределены почти непрерывно выше частоты  $\gamma(H_0 - M_0/\mu_0)/2\pi$ . В магнитостатическом режиме работы усилителя частота накачки выбирается равной частоте прецессии, при этом возбуждаются два добавочных магнитостатических вида колебаний с частотами  $\omega_s$  и  $\omega_p - \omega_s = \omega_i$ . Этот род работы не зависит от внешней структуры сверхвысокочастотной волны, и поэтому его реализация затруднена наличием большого числа пар видов колебаний, частоты которых в сумме дают  $\omega_p$ , что приводит к расходованию мощности накачки. В полустатическом режиме работы феррит помещен в полость, которая резонирует на частоте  $\omega_s$  или  $\omega_i$ , причем вторая частота обеспечивается магнитостатическим видом колебаний. Поле выбирается таким образом, чтобы не существовало двух магнитостатических видов колебаний, сумма частот которых равнялась бы  $\omega_p$ . В электромагнитном режиме работы полость резонирует на частотах  $\omega_s$  и  $\omega_i$ , а единственным видом магнитостатических колебаний является однородная прецессия с частотой  $\omega_p$ .

Для усиления необходимо, чтобы величина однородной прецессии, которую удобно измерять углом однородной прецессии  $\theta_p$  в сферических координатах, была бы меньше порога возбуждения нагруженной цепи. Эти пороговые значения с соответствующими пояснениями приведены [433] в табл. 17.3.

Т а б л и ц а 17.3

Пороговые значения  $\theta_p$  для ферромагнитных усилителей

Магнитостатический режим	Полустатический режим	Электромагнитный режим
$\frac{1}{\gamma_{ms}} \sqrt{\left(\frac{\mu_0 \Delta H_i}{M_0}\right)} \sqrt{\left(\frac{\mu_0 \Delta H_s}{M_0}\right)}$	$\frac{1}{\gamma_{ss}} \sqrt{Q_s} \sqrt{\left(\frac{\mu_0 \Delta H_i}{M_0}\right)}$	$\frac{K}{\eta_{em} \sqrt{(Q_s Q_i)}}$

Коэффициент  $K$  будет величиной порядка  $\mu_0 \omega_p / \gamma M_0$ , а коэффициент заполнения  $\eta$  является мерой отношения избыточной энергии

в выборке (произведение  $z$ -составляющей СВЧ поля одного вида колебаний на поперечное СВЧ поле другого вида колебаний) к среднему геометрическому энергий, запасенных в двух резонансных видах колебаний. Критическое высокочастотное магнитное поле получается умножением  $\theta_p$  на  $\Delta H_p$ . В работе [124] вычислены выражения для произведения полосы пропускания на коэффициент усиления.

Хотя измерения показывают [433], что магнитоэлектрический и полустатический режимы можно получить при мощности накачки соответственно около 100 *вт* и 10 *вт*, в большинстве практических устройств используются электромагнитные виды колебаний, так как они хорошо изучены и легко наблюдаются. Экспериментально [346] была подтверждена возможность получения суммы и разности частот с помощью прецессии; в опыте использовался резонатор с резонансными частотами  $\nu_s = 4,259$  Гц,  $\nu_i = 10,641$  Гц и  $\nu_p = 6,382$  Гц. Феррит имел форму диска толщиной 0,058 мм и диаметром 1,17 мм: он вырезан из монокристалла итриево-железного граната в плоскости 110. Резонатор применялся такой, что приложенное высокочастотное магнитное поле на частоте накачки совпадало по направлению с полем на частоте сигнала. В данном случае активной составляющей прецессии с частотой накачки была та составляющая вектора намагниченности, которая перпендикулярна как к магнитному полю накачки, так и к статическому полю. Мощность накачки равнялась 3 *вт*, при этом ширина резонансной линии составляла 11 э. Входная мощность сигнала равнялась 50 *вт*, а значение измеренной выходной мощности  $3,7 \cdot 10^{-10}$  *вт* находилось в соответствии с вычисленным значением в пределах 2 *дб*.

На рис. 17.8, б показано одно из предложенных устройств [214], в котором электромагнитный режим использован в сочетании с низкочастотной накачкой, причем применены две холостые частоты. Можно считать, что феррит для частот накачки и сигнала расположен в резонаторе, но для холостой частоты феррит следует считать расположенным в высокочастотной длинной линии. Холостая мощность может быть подана на обычный ферритовый усилитель, где может быть получено желаемое усиление. Затем холостая частота опять смешивается с частотой накачки для воссоздания частоты сигнала. Восстановленная частота сигнала может быть введена обратно в первоначальный резонатор с фазой, нужной для получения положительной обратной связи, т. е. регенеративного усиления.

Ферромагнитный усилитель бегущей волны [96] может состоять [445] из двух пар параллельных проводников, лежащих в перпендикулярных плоскостях. Все проводники параллельны направлению распространения (волны) и полностью погружены в ферритовую среду. Вся структура расположена в круглом волноводе, по которому распространяется волна накачки с круговой поляризацией. Перпендикулярно устройству прикладывается резонансное магнитное поле такой величины, что

$$\omega_p = \gamma \sqrt{H_0 (H_0 - M_0 / 2\mu_0)} . \quad (17.35)$$

Однородная прецессия, возбуждаемая накачкой, через высокочастотные магнитные поля связывается с холостой волной и волной сигнала и передает им энергию. Если высокочастотную намагниченность обозначить через  $M_1$ , то

$$\theta_p = M_1 / M_0, \quad (17.36)$$

$$\omega_m = \gamma M_0 / \mu_0, \quad (17.37)$$

а чистое усиление становится

$$\alpha = \frac{\theta_p}{4} \frac{\omega_m}{\omega} \sqrt{\beta_s \beta_i} - \alpha_c. \quad (17.38)$$

Это выражение можно также записать в виде

$$\alpha = \alpha_c \left[ \sqrt{P_p / P_p'} - 1 \right], \quad (17.39)$$

где  $P_p$  и  $P_p'$  — мощности накачки при коэффициентах усиления, соответственно равных  $\alpha$  и нулю. Требуемая мощность может быть уменьшена за счет использования ферритов с узкой резонансной кривой, но для предотвращения нестабильности угол прецессии должен подчиняться соотношению

$$\theta_p < \sqrt{2\mu_0 \Delta H / M_0}. \quad (17.40)$$

Для итриево-железного граната  $M_0 = 2000$  эс,  $\Delta H = 3$  э и  $H_0 = = 3750$  э при частоте накачки 9 Гц. Для  $v_s = 6,5$  Гц,  $v_i = = 2,5$  Гц и  $\theta_p = 1/20$  нестабильность отсутствует; таким образом, практический коэффициент усиления становится равным 0,55 дб/см. Поле накачки  $\theta_p \Delta H$  равно 0,15 э; для образца объемом  $V_s$  требуется мощность  $3,375 \cdot 10^6 V_s$  квт.

Вейсс [485, 486] получил полезное усиление в электромагнитном режиме в приборе, показанном на рис. 17.9. Усилитель работает в квазивырожденном режиме, при котором один и тот же резонатор служил резонансным контуром для волны сигнала и холостой волны, частота которых была равна 4,5 Гц. Второй резонатор использовался для энергии накачки на 9 Гц. Резонатор с более низкой резонансной частотой выполнялся в виде экранированной полосковой линии длиной полволны; его добротность равнялась 500; резонатор для более высокой частоты был образован отрезком прямоугольного волновода с колебаниями вида  $TE_{01}$ . Два диска из монокристалла марганцевого феррита располагались сверху и внизу в центральной части полоски. Связь резонатора частоты сигнала и холостой частоты с внешней коаксиальной линией передачи осуществлялась посредством емкостного зонда; устройство в целом функционировало как усилитель отражательного типа или, как было показано, являлось усилителем на проходе. Для уменьшения нагрева использовался импульсный метод пода-

чи мощности накачки; усиление, естественно, наблюдалось только во время импульса. Когда было приложено постоянное магнитное поле под углом  $45^\circ$  к полосковой линии, а подача мощности накачки осуществлялась в виде импульсов длительностью 3 мксек и пиковой мощностью 20 квт, то на частоте 4,5 Гц наблюдались колебания мощностью 100 вт. Когда мощность накачки была уменьшена на 1 дб по сравнению с уровнем, требуемым для поддержания колебаний, было получено усиление 8 дб.

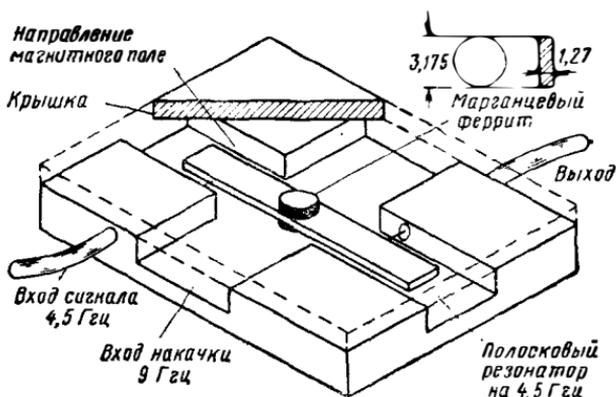


Рис. 17. 9. Ферритовый усилитель в электромагнитном режиме. (См.[486].)

Более хорошие результаты дает применение итриево-железного граната с шириной резонансной кривой около 75 э. На частоте сигнала 4,65 Гц с пиковой мощностью накачки 8 квт было получено усиление 47 дб в полосе 1 Мгц [492]. Было обнаружено, что, как и следовало ожидать для вырожденной схемы, коэффициент усиления зависит от фазовых соотношений между сигналом и накачкой; при двух значениях сдвига фаз наблюдается нулевое усиление. Также обнаружено [196], что в диапазоне входных мощностей  $10^{-7} - 10^{-3}$  вт коэффициент усиления остается постоянным, не обнаруживая признаков насыщения. С другой стороны, коэффициент усиления сильно зависит от мощности накачки; типичные результаты, хорошо согласующиеся с теорией, приведены в табл. 17.4.

Таблица 17.4

Коэффициент усиления в зависимости от мощности накачки

Мощность, квт	0	1	2	3	4	5
Коэффициент усиления, дб	-5	-1	5	9	17	32

В диапазоне 8—19 дБ произведение коэффициента усиления на полосу пропускания было почти постоянным и равным 15 Мгц. Наполнение полости диэлектриком [537] улучшает коэффициент заполнения, соответственно уменьшая (требуемую) мощность накачки.

К другим практическим устройствам [308] относятся усилители, использующие, в частности, магнитостатический режим работы [130]. Было обнаружено, что некоторые преимущества дает использование ортогональных поляризаций [14]. В модифицированном полустатическом режиме [38] в качестве холостой частоты использована частота однородной прецессии. В этом случае необходима накачка на более высокой частоте и утрачивается преимущество возбуждения образца при резонансе. Результирующее уменьшение эффективности накачки частично компенсируется возможностью получения более высокой добротности  $Q$  резонатора на частоте накачки. В работе [606] приведены результаты измерений ферритовых усилителей, которые показывают, что у них довольно высокий коэффициент шума, хотя ожидалось, что шумы, определяемые третьим членом в уравнении (17.20), будут отсутствовать. Один из усилителей в магнитостатическом режиме [661] имел коэффициент шума 13 и 11,5 дБ при температурах соответственно 370 и 50° К; из приведенных данных видно, что эти шумы по природе не являются тепловыми. До сих пор ферритовые параметрические усилители применяются очень редко из-за большой необходимой мощности накачки, однако можно ожидать, что они будут использоваться на миллиметровых волнах [579].

### 17.3.2. Волны пространственного заряда

Обычные волны пространственного заряда, рассмотренные в разд. 11.2.1, могут служить основой для параметрического усиления [621]. В общем случае, с целью образования быстрых и медленных волн, мощность накачки модулирует пучок частотой  $\omega_p$ , а для получения холостой частоты  $\omega_i$ , определяемой уравнением (17.7), сигнал подается на частоте  $\omega_s$ . В одном из усилителей такого типа предварительно модулированный электронный пучок используется для изменения реактивного сопротивления резонатора СВЧ [468]. В общем случае резонатор имеет два резонанса: на частоте сигнала и на холостой частоте.

В усилителе, показанном на вставке рис. 17.10, а, имеется два одинаковых отверстия, между которыми находится пространство свободного дрейфа. Источник накачки модулирует пучок с помощью вспомогательного резонатора. Для правильной работы усилителя расстояние между двумя зазорами второго резонатора должно быть равно целому числу «электронных» длин волн на частоте  $\omega_p$  и нечетному числу длин волн на частотах  $\omega_s$  и  $\omega_i$ . Первое условие обеспечивает оптимальную связь полости с переменной реактивной проводимостью. Последнее условие обеспечивает механизм снижения

шумов; полное уничтожение двух некоррелированных последовательных флюктуаций требует, чтобы расстояние между зазорами равнялось одной длине волны пространственного заряда, но в этом случае распределение шумов будет нарушаться модуляцией с частотой накачки. Если сделать обычные практические предположения относительно малости некоторых величин, обозначить ем-

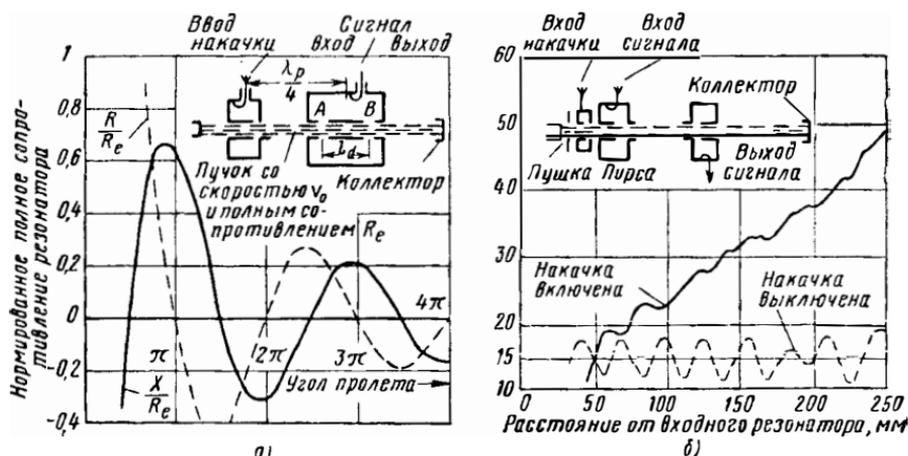


Рис. 17. 10. Параметрические усилители с электронными пучками: а — усиление посредством изменения реактивности резонатора; б — усилитель с быстрой волной пространственного заряда. (См. [22, 62].)

кость зазора через  $C$ , опустить множитель  $e^{j\omega t}$  и обозначить первый и второй зазоры соответственно через  $A$  и  $B$ , то можно показать [468], что в данном случае применимы следующие уравнения:

$$I_{1B} = I_{1A} e^{-j\beta_e l_d} \cos \beta_p l_d - j \frac{\beta_e I_0}{\beta_p v_0} v_1 e^{j\beta_e l_d} \sin \beta_p l_d - j \frac{\beta_e I_0}{\beta_p v_0} V_{1A} e^{-j\beta_e l_d} \sin \beta_p l_d, \quad (17.41)$$

$$I_{1B} - j\omega C V_{1B} = I_{1A} - j\omega C V_{1A}, \quad (17.42)$$

$$I_c = I_{1A} - j\omega C V_{1A}, \quad (17.43)$$

$$V_{1A} + V_{1B} = V_1. \quad (17.44)$$

Решение этих четырех уравнений дает значение электронной проводимости, создаваемой пучком (при немодулированном пучке) в виде

$$\frac{I_c'}{V_1} \approx -j\omega \frac{C}{2} - j \frac{I_0}{8V_0} \beta_e l_d e^{-\beta_e l_d}, \quad (17.45)$$

Составляющая тока в резонаторе, наводимая вследствие модуляции тока  $I_1$  входящего пучка и учитывающая эффект повторной модуляции в первом зазоре, равна

$$I_c'' \approx \frac{I_1}{2} \left( 1 + e^{-I\beta_e l_d} - \frac{\beta_e l_d I_0}{2\omega CV_0} e^{-I\beta_e l_d} \right). \quad (17.46)$$

Составляющая тока в резонаторе, наводимая вследствие модуляции скорости входящего пучка, равна

$$I_c''' \approx -j \frac{\beta_e l_d I_0}{2v_0} e^{-I\beta_e l_d} v_1. \quad (17.47)$$

Уравнения (17.45), (17.46) и (17.47) в сочетании с общими параметрическими уравнениями (17.16), (17.18) и (17.20) позволяют вычислить коэффициент усиления, полосу пропускания и коэффициент шума. Как и прежде, для работы с низким уровнем шумов  $\omega_i$  должна быть малой. В уравнении (17.20) шумовые токи  $I_s$  и  $I_i$  представляют собой дробовые шумы, вводимые соответственно на частотах  $\omega_s$  и  $\omega_i$ , и могут быть довольно значительными; для ослабления шумов необходимо применять несколько параллельных пучков, но при этом появляются дополнительные трудности. Устройством, предназначенное для работы с пучком, ток которого равен 5 ма, а напряжение 150 в, обеспечивало на частоте 500 Мгц коэффициент усиления 14,7 дб в полосе 43 кгц при коэффициенте шума 2,2 (или 3,4) дб. Простой резонаторный усилитель Бриджеса [62] работал в вырожденных условиях, т. е.  $\omega_p = 2\omega_s$ . Если угол пролета равен

$$\theta_d = \omega_s l_d / v_0, \quad (17.48)$$

то нормированные составляющие полного сопротивления резонатора, создаваемые электронным пучком, определяются выражениями

$$R/R_e = (2/\theta_d) \sin \theta_d, \quad (17.49)$$

$$X/R_e = -(2/\theta_d) \cos \theta_d \quad (17.50)$$

и показаны на рис. 17.10, а. Когда  $\theta_d = (2n + 1)\pi$ , то резонатор представляет чисто реактивное сопротивление; следовательно, подача мощности накачки приводит к появлению отрицательной проводимости, которая, в свою очередь, вызывает усиление. Если  $G_{sl}$  — нагруженная шунтирующая проводимость резонатора, то величина высокочастотного тока накачки, необходимого для параметрического возбуждения, определяется выражением

$$I_{1p} = 4G_{sl} V_0 / \beta_g^2 \theta_d. \quad (17.51)$$

Разборная лампа, работающая на частоте сигнала 4,15 Ггц с углом пролета  $\theta_d = 3\pi$  рад,  $V_0 = 2,45$  кв и  $I_0 = 18$  ма, давала усиление 20 дб при мощности накачки 140 ввт.

Принципы параметрического усиления в некоторых случаях были применены к лампам с продольным пучком типа ЛБВ. Частотный диапазон усиления можно улучшить, например, путем [67]

повышения мощности накачки. Вероятно, это происходит не столько вследствие истинного изменения реактивного сопротивления, сколько благодаря эффектам преобразования, которые всегда имеют место [128] в таких нелинейных системах. При подаче насыщенного сигнала на частоте  $3,2 \text{ Гц}$  кривая усиления может приобретать резонансные пики до  $26 \text{ дБ}$  на частотах около  $1$  и  $6,5 \text{ Гц}$ . Чисто параметрическое усиление можно получить как на медленных, так и на быстрых волнах [107, 230, 419, 420].

Анализ [285] показывает, что если возбуждение осуществляется на быстрой волне, то возбуждаются и нарастающие, и затухающие волны вне зависимости от фазовых соотношений между накачкой и сигналом. В вырожденном случае [286]  $\omega_s = \omega_i$  изменение сдвига фаз может возбудить обе волны. Эти волны пространственного заряда являются волнами параметрического типа и оптимальное нарастание происходит в том случае, когда скорости распространения волн накачки и сигнала совпадают. Если скорости не равны, то в начале экспоненциального участка усиления требуется повышенная глубина модуляции. Такой предварительно модулированный пучок можно направить в замедляющую структуру; в этом случае энергия, необходимая для нарастания сигнала, снимается с генератора накачки. Для пучков ограниченного размера для получения нарастающих волн должен быть превзойден пороговой ток модуляции. Усиление такого типа можно описать [344] также на основе законов сохранения энергии и момента. Рассмотрение механической модели наводит на мысль [467], что параметрическое усиление можно получить при наложении накачки на пучок внешним образом посредством протяженной замедляющей структуры.

Принципиальное преимущество параметрического усиления на волнах пространственного заряда состоит в том, что шумовые характеристики [197, 273] получаются гораздо лучше, чем у стандартных усилителей с продольным электронным пучком. В разд. 11.2.1 было показано, что быстрая волна переносит положительную кинетическую энергию. Поэтому электромагнитная мощность (включая мощность, возникающую из-за шумовой модуляции) можно извлечь из пучка, скажем, с помощью замедляющей структуры, нагруженной на «холодную» нагрузку. Следовательно, в принципе, возможно создание малошумящего устройства за счет предварительного извлечения мощности шумов из быстрых волн на частотах  $\omega_s$  и  $\omega_i$ .

Таким образом, если с целью получения нарастания заставить эти волны взаимодействовать, то на этих частотах никаких шумов не вводится. Мощность шумов, вводимую на частоте  $\omega_p$ , можно сделать пренебрежимо малой путем использования по существу нешумящей волны накачки, амплитуда (мощность) которой велика по сравнению с шумом пучка на частоте накачки. Практические трудности осуществления малошумящего режима работы заключаются в наличии связи с волнами, из которых шумы не удалены.

Разработано несколько типов параметрических усилителей с

быстрыми волнами [377, 378, 379]. В усилителе Эшкина [22, 23, 24, 516], показанном на рис. 17.10, б, вход, выход и подача накачки на пучок осуществляются с помощью резонаторов. Резонатор накачки настроен на частоту 8,4 Гц, а резонаторы сигнала — на 4,2 Гц. Входной резонатор возбуждает в пучке быструю волну; одновременно ответвляются и поглощаются шумы. С целью измерения колебаний пространственного заряда вдоль пучка, выходной резонатор можно передвигать вдоль оси. Напряжение и ток пучка составляют соответственно 980 в и 12,2 ма. При мощности накачки

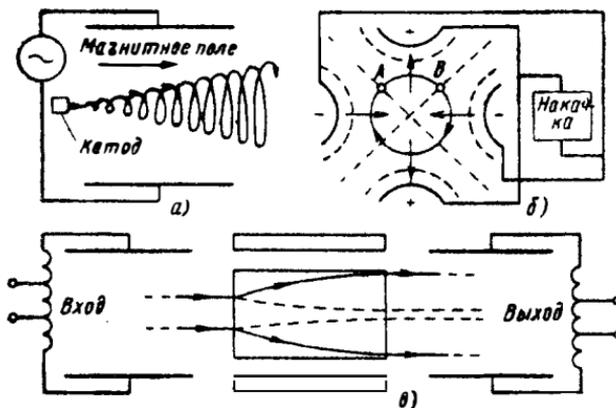


Рис. 17. 11. Параметрический усилитель со спиральным движением электронного пучка:

а — устройство связи с электронным пучком; б — квадрупольная система электродов; в — расположение усилителя в целом. (См. [5].)

1 вт получено усиление 41 дб. Усиление также получено и в режиме трех частот, когда  $\omega_p \neq 2\omega_s$  и когда  $\omega_p < \omega_s$ .

Спиральное движение электронов в пучке с магнитной фокусировкой дает быструю и медленную волны с фазовыми скоростями

$$v_p = v_0 \omega_s / (\omega_s \pm \omega_c). \quad (17.52)$$

Взаимодействие только с быстрой волной осуществляется с помощью нового электронно-лучевого устройства связи, которое увеличивает это спиральное движение, как показано на рис. 17.11, а. Такой входной резонатор, который соответствующим образом нагружен на резистивный источник (сигнала), может также поглощать шумовую мощность быстрой волны, причем пучок остается невозмущенным. Если имеется и второй резонатор, также нагруженный надлежащим образом, то вращающиеся электроны будут наводить ток, а возникающее вследствие этого поле будет заставлять их закручиваться по спирали внутрь и отдавать свою энергию. Если бы между входным и выходным резонаторами находилось только пространство свободного дрейфа, то все электроны при прохождении этой области двигались бы по спиральным траекто-

риям постоянного радиуса. Параметрическое же усиление можно получить лишь в том случае, когда [3, 4, 5] приложено неоднородное поперечное электрическое поле с частотой  $\omega_p$  (с помощью электродов системы, настроенной на частоту  $\omega_i$ ); одной из таких систем является квадрупольный усилитель, показанный на рис. 17.11, б.

Предполагая, что пучок входит в плоскость чертежа, «вращаясь» по часовой стрелке, можно видеть, что электрон *A* испытывает действие силы, которая ускоряет его по часовой стрелке. Напротив, электрон *B* подвержен действию силы, которая замедляет его орбитальное движение. Поле в центре системы электродов отсутствует, а напряженность его при удалении от центра линейно возрастает. Таким образом, сила, действующая на вращающийся электрон, пропорциональна радиусу окружности, по которой он движется, так что радиус возрастает или уменьшается по экспоненциальному закону

$$r = r_0 e^{\pm t/B_0}, \quad (17.53)$$

где

$$\zeta = \frac{1}{2} \left[ \left( \frac{\partial}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial}{\partial y} \right)^2 \right]^{1/2} \frac{\partial V_1}{\partial x}. \quad (17.54)$$

Множитель возрастания радиуса является мерой усиления лампы. На рис. 17.11, в приведено расположение усилителя в целом и показаны искривленные поверхности, создаваемые движением электронов с наилучшей и наихудшей фазами. В среднем экспоненциальный рост всегда преобладает над экспоненциальным затуханием; в результате получается усиление. Полоса пропускания в большей степени определяется цепями связи, а не усилительным процессом [584, 620, 641, 653]. Было также получено усиление при накачке на субгармониках [652].

В квадрупольном усилителе [4,5] для частоты 560 Мгц при потенциале луча 6 в и магнитном поле 800 гс электроны пучка делали 4 оборота на сантиметр пути; ток пучка был равен 35 мка и составлял 60% от величины потока Бриллюэна. При мощности накачки 10 мвт было получено усиление 30 дб в полосе 50 Мгц и коэффициент шума, равный 1 дб. Подобные характеристики [63] были получены и на 4,14 Ггц; частоты такого порядка, по-видимому, являются верхним пределом работы для таких ламп. На уровне около 10 мвт происходит насыщение выходной мощности вследствие попадания (электронов) пучка на квадрупольную структуру и в выходное отверстие связи; изучены [533] причины такого расширения пучка. Происхождение шумов в усилителях циклотронного типа неясно [276, 572, 596]. Шумовая температура, связанная с быстрой волной, равна  $(\omega_s/\omega_c) T_c$  и, следовательно, пучок можно «охлаждать» за счет увеличения  $\omega_c$ . В одном из экспериментов [61] для отношения частот 1 : 9 была получена шумовая температура 186° К при теоретическом значении 122° К.

Параметрическое усиление можно получить также и за счет быстрой волны, связанной с поперечным движением электронов в пучке. В одном из методов [301] использована трехэлектродная структура, причем каждый электрод создает параболическое распределение потенциала. Другой метод [455] предусматривает применение нескольких пар одинаковых плоских пластин, находящихся под постоянными потенциалами с чередующимися знаками. В обоих случаях при подаче на вход структуры сигнала начинается простое гармоническое движение электронов и вся энергия сигнала переходит в кинетическую энергию, а собственный шум пучка устраняется. Напряжение накачки подается на управляющую структуру электродов, а усиленный сигнал снимается с третьей структуры. Усилители с поперечным движением электронов смогут, вероятно, работать в диапазоне миллиметровых волн. В квазипараметрическом электронно-лучевом усилителе использована циклотронная волна [411], но накачка осуществляется за счет подачи постоянного напряжения на изогнутую или ступенчатую квадрупольную структуру. Усиление имеет место благодаря связи между быстрыми и медленными волнами; холостая частота не используется и энергия накачки на создание усиления не расходуется. Возможно также применение поперечных магнитных полей [577] и охлаждение пучка [571].

### 17.3.3. Полупроводниковые диоды

Если на  $p$ - $n$  переход в полупроводнике подать обратное смещение [402], то образуется обедненный слой, в котором находится лишь небольшое количество дырок и электронов. Поэтому общий постоянный заряд уже не нейтрализуется подвижными носителями, как в областях вне обедненного слоя, и переход ведет себя как плоскопараллельный конденсатор с противоположно заряженными пластинами, что показано на рис. 17.12, *а*. При увеличении обратного смещения обедненный слой расширяется, а емкость уменьшается. Следовательно,  $p$ - $n$  переход можно рассматривать как переменную емкость [459].

Впервые это явление было использовано [452] для получения в смесителях СВЧ преобразования с усилением; недавно обнаружили, что диоды пригодны и для использования в параметрических усилителях [122, 123, 205, 305, 320, 461]. Теоретически емкость изменяется обратно пропорционально квадрату приложенного напряжения для диодов с резким переходом и кубу приложенного напряжения для диодов с плавным переходом. Практически изменение емкости диода лежит где-то между этими двумя зависимостями: при изменении напряжения на 10 в емкость изменяется от 1 до 10. Показателем для оценки качества обычно служит предельная частота, равная

$$\omega_c = \frac{1}{R_s C_0}. \quad (17.55)$$

Типичные значения предельных частот лежат в диапазоне 50—200 Гц. Для наилучших результатов  $\omega_c$  должна превышать  $\omega_p$  по крайней мере в 10 раз; когда  $\omega_p$  приближается к  $\omega_c$ , коэффициент усиления падает, а коэффициент шума растет. Частотная зависимость  $R_s$  рассмотрена в работах [51, 144].

Диод с резким переходом образуется [173] каплей индия размером 0,508 мм (примесь  $p$ -типа), которая вплавлена в пластинку

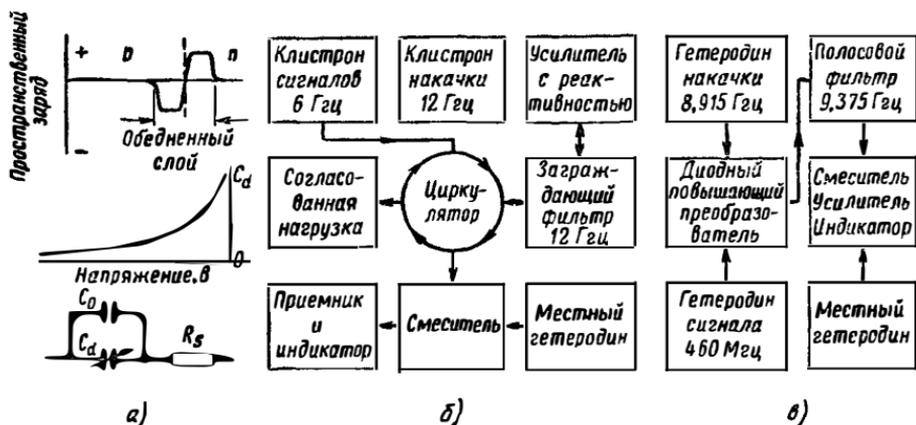


Рис. 17. 12. Параметрические усилители, использующие полупроводниковые диоды:

а — схема перехода и влияние напряжения смещения; б — схема усилителя с отрицательной проводимостью; в — схема усилителя повышающего преобразователя. (См. [211].)

германия  $n$ -типа толщиной 0,0508 мм и удельным сопротивлением 0,1 ом/см. Диод снабжен выводами с малой индуктивностью. Емкость перехода равна

$$C = \epsilon \epsilon_0 A / w. \quad (17.56)$$

Зависимость эффективной ширины перехода от напряжения определяется выражением

$$w = [2(V + V_w) \epsilon \epsilon_0 \mu_n / \sigma_n]^{1/2}. \quad (17.57)$$

Контактная разность потенциалов  $V_w$  обычно ничтожно мала. Для германия  $n$ -типа подвижность  $\mu_n$  составляет около 0,3, а удельная проводимость  $\sigma_n$  — около 1000. Напряжению смещения 6 в обычно соответствует емкость 38 пф с крутизной изменения 3 пф/в; индуктивность выводов равна 2,6 нгн, а последовательное сопротивление — 0,5 ом. Добротность  $Q$ , довольно высокая на низких частотах, уменьшается на частоте 500 Мгц до 17.

Под плавным  $p$ - $n$  переходом понимают такой переход [461], у которого концентрация дырок с одной стороны перехода и электронов с другой стороны плавно спадает. Диоды с плавным переходом обладают малым последовательным сопротивлением; емкость оп-

ределяется выражением, сходным с (17.57), но с показателем степени, равным  $1/3$ .

Германиевые диоды с золотой связкой экономичны, практичны и обладают предельными частотами до  $40 \text{ Гц}$ . Более высокие частоты достигаются с помощью кремниевых и германиевых диодов, изготовленных методами диффузии в твердом теле. Переменную емкость можно также получить на основе  $p$ - $n$ - $p$  диодов [139, 175], транзисторов [539] и других полупроводниковых приборов [192, 588].

Чисто емкостная нелинейная проводимость позволяет [458, 460] теоретически осуществить усиление без шумов; но при наличии потерь можно показать, что выражение (17.21) для коэффициента шума сводится к

$$F_{\text{мян}} = \omega_p / \omega_i \quad (17.58)$$

для случаев, когда выход сделан на частоте сигнала или на холостой частоте. Более подробный анализ [185, 538, 541, 616] позволяет получить выражения для оптимальных величин произведения коэффициента усиления на полосу пропускания и коэффициента шума. Разработан ряд параметрических усилителей на диодах [359, 469]; для проверки предсказанного поведения выполнены соответствующие измерения [58].

Типичная схема вырожденного усилителя с отрицательной проводимостью показана на рис. 17.12, б. Для осуществления одноплечего варианта усилителя использован циркулятор. В усилителях такого рода применяются диоды с резкими, плавными и точно-контактными переходами. Предельные частоты лежат в диапазоне  $20$ — $100 \text{ Гц}$ . Добротность, например, на частоте  $3 \text{ Гц}$  составляет  $15$ . Выходные мощности равны  $5$ — $500 \text{ мвт}$ , выше этих значений наступает насыщение; внутри этого диапазона мощностей произведение коэффициента усиления на полосу пропускания возрастает. Эффективная шумовая температура обычно не превышает  $300^\circ \text{ К}$ ; в известных пределах шумовую температуру можно снизить за счет использования более высокой мощности накачки. Охлаждение [635, 657] диода, например, до  $77^\circ \text{ К}$ , снижает шумовую температуру с  $70$  до  $20^\circ \text{ К}$ . Характеристики таких усилителей с переменной реактивностью непрерывно улучшаются и достигнуто усиление на частотах до  $30 \text{ Гц}$  [549]. Типичные экспериментальные результаты сведены в табл. 17.5.

Оценивать вышеприведенные характеристики надо с большой осторожностью, так как они могут относиться как к одноканальному, так и к двухканальному режимам работы. Коэффициент усиления таких регенеративных усилителей весьма чувствителен к изменениям сопротивления нагрузки и мощности накачки, поэтому были разработаны методы стабилизации [363].

Повышающий преобразователь с нижней боковой полосой частот благодаря повышению частоты обладает добавочным усилением. На практике коэффициент усиления и полоса пропускания хорошо согласуются с предсказаниями теории [184, 284]. В одном

Таблица 17.5

## Характеристики вырожденных одноплечих усилителей с отрицательной проводимостью на кристаллических диодах

Авторы работ	Тип диода	$\nu_s$ , Гц	$gV \nu_b$ , Мгц	$T_N$ , °К
Лоач и Шарплесс [281, 282]	GaAs, точечно-контактные	12	230	300
Уэнохара и Шарплесс [457]	То же, охлажденные	6	160	21
Герман, Уэнохара и Уллир [211]	Ge с плавным переходом	6	64	600
Уэнохара и Бакановский [456]	<i>P-n</i> Ge охлажденные	—	—	44
Огучи и др. [327]	Ge с золотой связкой	4	150	—
Кита и др. [247, 248, 249, 575]	Ge с серебряной связкой	11,4	280	350
Кнехтли и Веглайн [257, 258]	AuGa в Ge с золотой связкой	3,1	—	100
Бранд и др. [59]	Диффузный Si	2,9	50	250
Винсент и др. [532]	Диффузный GaAs охлажденный	8,6	850	85
Гольдштейн и Зорзи [550]	МА450Н-Р 100 Гц	9,9	250	95

из таких усилителей использован объемный резонатор, резонирующий на частотах 1,2, 2,3 и 3,5 Гц; эти резонансы соответствуют возбуждению в прямоугольном параллелепипеде колебаний вида  $TE_{101}$ ,  $TE_{301}$  и  $TE_{103}$ . Диод, который при нулевом смещении имел емкость 1 пф и последовательное сопротивление 5 ом, был расположен между центральными штырями. Накачка мощностью 100 мвт на частоте 3,5 Гц позволяла получить усиление на частоте 1,2 или 2,3 Гц; произведение коэффициента усиления на полосу пропускания было равно 10 Мгц, а  $T_N$  составляла 600° К. Характеристики усилителя можно улучшить путем добавления большего числа реактивных элементов, например двух параллельных контуров, разделенных четвертьволновым отрезком длинной линии. Можно показать, что для *N*-полюсной цепи [392]

$$g_P^{0,5N} (\nu_b/\nu) = \text{const.} \quad (17.59)$$

Этот принцип использован [563, 585, 593, 601, 608, 623, 629, 633, 634, 638, 649, 666, 671, 672] при конструировании многих широкополосных параметрических усилителей диодного типа.

Некоторые из типичных характеристик приведены в табл. 17.6. Диоды с резким переходом обладают более высоким коэффициентом нелинейности и применяются [239] в более низкочастотных системах накачки. В одном случае [81, 83] обе частоты накачки были взяты одинаковыми, а резонансные контуры были выполнены

Характеристики повышающих преобразователей диодного типа с нижней боковой полосой частот

Авторы работ	$\nu_s$ , ГГц	$\nu_p$ , ГГц	$g \nu_b$ , МГц	$T_N$ , °К
Уэнохара [662] . . . . .	5,85	23,0	250	38
Зайдель и Герман [392] . . . . .	0,865	11,7	400	60
Петтай и др. [557] . . . . .	1,0	10,3	410	200
Гольдштейн и Зорзи [550] . . . . .	3,0	11,9	350	130

в виде отрезков коаксиальной линии с волновым сопротивлением 50 ом. Частоты накачки, сигнала и холостая составляли соответственно 120, 214 и 86 МГц; цепи накачки, сигнала и холостой частоты настраивались по отдельности с помощью короткозамыкателей. При мощности накачки 100 мвт коэффициент усиления составлял 8 дБ, при этом общая полоса пропускания составляла 0,25 МГц, а коэффициент шума был равен 2,5 дБ.

Усилитель с отрицательным сопротивлением требует средств для разделения мощностей на входе и выходе (если последний выполнен на частоте сигнала). Циркулятор (ферритовое устройство) обычно сложен и громоздок, однако в схеме балансного усилителя его можно исключить [624, 664]. Так, например [238], два диода можно расположить в главных плечах двойного волноводного тройника, причем если сигнал подается, например, в плечо *E*, то усиленный выход берется из плеча *H*. Такой усилитель в вырожденном виде при  $\nu_s = 0,53$  ГГц давал произведение коэффициента усиления на полосу пропускания около 2 МГц и шумовую температуру 400° К.

Собственную нестабильность усилителей с отрицательной проводимостью можно преодолеть при свержегенеративной работе, когда мощность накачки настолько велика, что возникает самовозбуждение. Внешнее подавление колебаний осуществляется соответствующей модуляцией источника накачки, тогда как при самогашении колебания нарастают и затухают с постоянной скоростью, определяемой постоянной времени диода *RC*. В любом случае выходная мощность является функцией входного сигнала. Сверхегенеративная работа имеет и другое преимущество, заключающееся в том, что напряжение смещения на диоде изменяется по закону огибающей высокочастотного выходного сигнала, так что непосредственно получается продетектированный сигнал. Очень высокое усиление указывает на возможность создания однокаскадного малошумящего приемника СВЧ.

Добротность диода *Q* должна быть довольно велика лишь для того, чтобы давать отрицательную проводимость, достаточную для компенсации положительной проводимости схемы и диода; поэтому существующие диоды способны давать усиление вплоть до частоты

25 Гц. Повышающий преобразователь с нижней боковой полосой частот и с отдельным гашением [503, 504], при накачке на частоте 9,8 Гц давал на частоте 0,78 Гц усиление 56 дБ в полосе частот 2 Мц с шумовой температурой 65° К. Усилитель [56] для 1,45 Гц имел при накачке на 10,15 Гц усиление 72 дБ, полосу 3 Мц и шумовую температуру 600° К. Такая же частота накачки позволяла получить усиление 50 дБ для частот вплоть до 8,5 Гц в полосе 2,4 Мц [559]. Диодные параметрические усилители успешно применяются также и для ограничения без искажения фазы [330].

Повышающий преобразователь с верхней боковой полосой частот своим усилением обязан целиком повышению частоты, поэтому он используется главным образом в нижнем участке диапазона сверхвысоких частот. На рис. 17.12, в показано типичное устройство [211], в котором для выделения частоты сигнала  $\omega_s$  из суммарной частоты  $\omega_s + \omega_p$  требуется демодулятор. На низкочастотном прототипе усилителя [380] при  $\nu_s = 1$  Мц и  $\nu_p = 20$  Мц было получено усиление 10 дБ в 10%-ной полосе частот с шумовой температурой 40° К. В обычной теории [277], описывающей работу повышающего преобразователя, предполагается, что канал нижней боковой полосы частот нагружен на чисто реактивную нагрузку. Наличие потерь в накапливающем энергией элементе приводит к тому, что коэффициент усиления становится меньше отношения частот, что сопровождается возникновением добавочных шумов. Путем настройки величины проводимостей входного и выходного контуров можно добиться оптимальных значений коэффициента усиления и уровня шума. Один из таких усилителей [211] при  $\nu_s = 0,46$  Гц и  $\nu_p = 8,915$  Гц имел коэффициент усиления 9 дБ и шумовую температуру 170° К. Если мощность выводится по нижней боковой полосе частот, то уравнения (17.10) и (17.11) показывают, что коэффициент усиления, определяемый выражением

$$g_P = \frac{\omega_u}{\omega_s} - \frac{P_I}{P_s} \frac{\omega_I}{\omega_s}, \quad (17.60)$$

возрастает [232]. Коэффициент усиления такого трехчастотного усилителя, работающего в диапазоне 0,14—9,227 Гц, возрастает по сравнению с двухчастотным вариантом от 12,5 до 20 дБ; шумовая температура в обоих случаях равнялась 70° К. Теоретические значения коэффициента усиления повышающих преобразователей не всегда достижимы [542], однако они были получены на частоте 220 Мц в усилителях с двумя диодами [234, 235]. Другая модель [581] перестраивалась в диапазоне 100—1800 Мц.

Параметрические диодные усилители бегущей волны обычно имеют вид периодически нагруженной структуры: их работа исследовалась [135, 208, 269, 535] как для цепей без потерь [267], так и для цепей с потерями [228, 268, 560, 561]. На основе опыта [283, 517] с низкочастотными прототипами было разработано несколько конструкций на сверхвысоких частотах [598]. В усилителе бегущей волны на 0,38 Гц были применены [145, 514] четыре

кремниевых диода с диффузными переходами. Один общий контур был выполнен так, что волны сигнала, накачки и холостая волна распространялись почти с одинаковой скоростью. Частота накачки равнялась  $0,63 \text{ Гц}$  при суммарной частоте  $1,01 \text{ Гц}$  и реактивной нагрузке для обеих частот. Режим работы соответствовал инвертируемому модулятору. При мощности накачки  $2 \text{ мвт}$  коэффициент усиления в полосе частот  $20 \text{ Мгц}$  равнялся  $10 \text{ дб}$ , а шумовая температура  $360^\circ \text{ К}$ . В вырожденной схеме для  $0,75 \text{ Гц}$  включались восемь диодов одинакового типа; коэффициент усиления в общей полосе  $380 \text{ Мгц}$  изменялся в пределах  $6,7\text{—}13 \text{ дб}$  при коэффициенте шума  $2,3 \text{ дб}$ . На более высокой частоте  $2,8 \text{ Гц}$  при накачке на частоте  $3,8 \text{ Гц}$  мощностью  $60 \text{ мвт}$  спираль, нагруженная диодами с  $p\text{-}n$  переходами, имела [104] произведение коэффициента усиления на полосу пропускания  $30 \text{ Мгц}$  и коэффициент шума  $5 \text{ дб}$ ; подобные результаты были получены [625] и на  $2 \text{ Гц}$ .

В одном из предложенных усилителей [76], который может быть пригодным для миллиметровых волн, используется два типа поверхностных волн в Н-волноводе, содержащем ферроэлектрический материал; в этом случае можно получить очень широкую полосу пропускания, так как практически все элементы схемы не зависят от частоты. Анализ [545] показал, что в параметрическом усилителе возможно взаимодействие по стоячей волне. Усилитель, использующий этот принцип, состоит в основном из стабильного генератора СВЧ, присоединенного к линии передачи, которая нагружена на варакторный диод. Детектор располагается вблизи минимума на крутой ветви распределения стоячей волны. В результате изменения реактивного сопротивления диода, вызываемого входным сигналом, изменяется фаза напряжения на детекторе. Балансно-мостовая схема для  $10 \text{ Гц}$  дает усиление до  $3 \text{ дб}$  при коэффициенте шума  $2 \text{ дб}$ . Структуры со связанными резонаторами на сантиметровых волнах имеют приемлемые размеры и между диодами можно обеспечить значительное расстояние [119, 677]. Вырожденный четырехзвенный усилитель для  $3 \text{ Гц}$  [183], использующий германиевые диоды с золотой связкой, обладает произведением коэффициента усиления на полосу пропускания  $2000 \text{ Мгц}$  и шумовой температурой  $130^\circ \text{ К}$ . Стабильность короткого замыкания достигается путем заполнения диафрагмы связи ферритом, что обеспечивает получение невязимой характеристики.

## 17.4. КВАНТОВОМЕХАНИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ (МАЗЕРЫ)

### 17.4.1. Индуцированное излучение

В работах [180, 478] показано, что энергетические состояния в молекуле, рассмотренные в разд. 7, могут возмущаться или инвертироваться таким образом, что создаются условия для излучения. Поле высокой частоты может тогда получать энергию, и достигается усиление сигнала. Индуцированное излучение играет

лишь роль спускового устройства в процессе излучения, и его энергия сама по себе не поглощается, поэтому квантовомеханические усилители или так называемые мазеры работают аналогично усилителям напряжения. Свойства таких усилителей подробно изучены в работах [188, 413, 453, 465, 4, 3, 496, 594, 603].

В газовых мазерах рабочие полосы пропускания очень узки [178, 179, 181, 317], а в устройствах на базе твердого тела они значительно шире, поэтому обычно используются последние. Такие широкополосные усилители общего применения [8, 125, 289, 484,

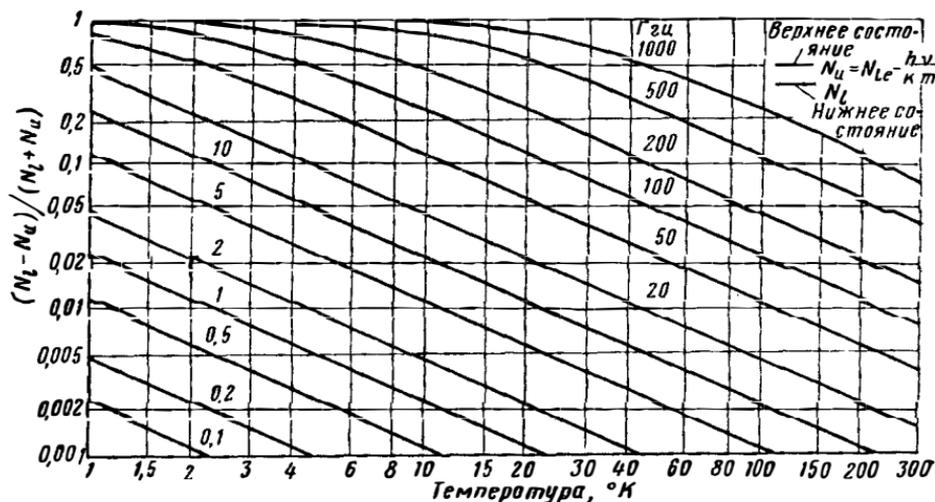


Рис. 17. 13. Заполнение энергетических состояний.

Приведена относительная разность заполнения уровней в функции от температуры при различных частотах.

513, 651] основаны на квантованных энергетических состояниях, возникающих вследствие введения в диамагнитный кристалл слабой концентрации парамагнитных ионов. Число таких состояний равно  $2S + 1$ , а энергия каждого из них определяется взаимодействием приложенного магнитного поля и электрического поля кристалла. Относительное заполнение двух уровней в предположении, что ионы в кристаллической решетке находятся в тепловом равновесии, дается распределением Больцмана

$$N_u/N_l = e^{-(W_u - W_l)/kT} = e^{-h\nu/kT}. \quad (17.61)$$

Относительная разница в заполнении уровней для практических значений частоты и температуры приведена на рис. 17.13. Обычно  $h\nu \ll kT$ , и уравнение (17.61) с помощью разложения в ряд можно представить в виде

$$N_u/N_l \approx 1 - h\nu/kT. \quad (17.62)$$

Вероятность перехода, происходящего вследствие возбуждения на резонансной частоте, одинакова для направлений вверх и вниз (по шкале энергий) [154, 220] и равна

$$W_{ul} = \frac{\tau_2}{2} \left( \frac{2\pi}{\hbar} \right)^2 | \mathbf{H}_1^* \boldsymbol{\mu}_{ul} |^2. \quad (17.63)$$

Если использовать для обозначения скобки Дирака [133], то магнитный дипольный момент определяется квантовомеханическим способом в виде

$$\boldsymbol{\mu}_{ul} = g\mu_B \langle l | \mathbf{S} | u \rangle = \boldsymbol{\mu}_{lu}^*, \quad (17.64)$$

где  $\mathbf{S}$  есть оператор спинового вектора, компоненты которого равны  $S_x, S_y, S_z$ . Как  $\boldsymbol{\mu}_{ul}$ , так и  $\mathbf{H}_1$  изменяются во времени, поэтому между их различными компонентами возможны фазовые сдвиги. Если ось  $z$  направлена по  $\mathbf{H}_0$ , так что  $\mu_z$  равно нулю и  $H_z$  не связано с магнитным моментом, то можно определить следующие величины:

$$\left. \begin{aligned} \mu_1^+ &= \mu_{1x} + j\mu_{1y} \\ \mu_1^- &= \mu_{1x} - j\mu_{1y} \\ H_1^+ &= H_{1x} + jH_{1y} \\ H_1^- &= H_{1x} - jH_{1y} \end{aligned} \right\}. \quad (17.65)$$

Можно показать [72], что

$$\mu_1^+ = \frac{-jK\omega_r H_1^+}{j(\omega - \omega_r) + \tau_2^{-1}}, \quad (17.66)$$

$$\mu_1^- = \frac{+jK\omega_r H_1^-}{j(\omega + \omega_r) + \tau_2^{-1}}, \quad (17.67)$$

где  $K^-$  некоторый коэффициент пропорциональности. Величины  $H_1^+$  и  $H_1^-$  обозначают амплитуду и фазу двух волн с круговой поляризацией противоположного направления, на которые можно разложить высокочастотное магнитное поле; подобно этому  $\mu^+$  и  $\mu^-$  являются составляющими магнитного момента. Из уравнений (17.66) и (17.67) видно, что  $\mu^+$  сильно возбуждается от  $H_1^+$  при  $\omega \simeq \omega_r$ , в то время как  $\mu^-$  на всех частотах возбуждается от  $H_1^-$  очень слабо.

Для кристаллов, симметричных относительно оси  $c$ , матричный элемент спинового оператора можно выразить в виде

$$\langle l | \mathbf{S} | u \rangle = \mathbf{f} + j\mathbf{g}, \quad (17.68)$$

где  $\mathbf{f} = (f_x, 0, f_z)$  и  $\mathbf{g} = (0, g_y, 0)$  и все величины вещественны. Введем ось  $b$ , ортогональную оси  $c$  и лежащую в плоскости  $c-\mathbf{H}_1$ , и ось  $a$ , ортогональную осям  $c$  и  $b$ . Тогда

$$\langle l | \mathbf{S} | u \rangle = (S_b, jS_a, S_c). \quad (17.69)$$

В этом случае коэффициент, определяющий скорость перехода, равен

$$|\mu \mathbf{H}_1|^2 = g^2 \mu_B^2 H_1^2 [(pS_b + qS_c)^2 + r^2 S_a^2], \quad (17.70)$$

где  $p, q, r$  — направляющие косинусы  $\mathbf{H}_1$  относительно соответственно осей  $b, c$  и  $a$ . Если известны спиновые компоненты, то в том случае, когда поле  $\mathbf{H}_1$  поляризовано линейно и параллельно приложенному постоянному полю или когда поле  $\mathbf{H}_1$  поляризовано по кругу и перпендикулярно приложенному постоянному полю, можно вычислить скорость перехода. Вообще говоря, максимальной вероятности перехода соответствует эллиптическая поляризация, причем любая ортогональная ей поляризация дает нулевую вероятность перехода.

Тепловой контакт между ионами и решеткой осуществляется процессами релаксации и в состоянии теплового равновесия

$$\tau_{ul}/\tau_{lu} = N_u/N_l = e^{-h\nu/kT}. \quad (17.71)$$

Если существуют одновременно и процессы релаксации, и процессы возбуждения, то изменение заполнения уровней подчиняется закону

$$\frac{dN_u}{dt} = -\frac{N_u}{\tau_{ul}} + \frac{N_l}{\tau_{lu}} - N_u W_{ul}' + N_l W_{lu}. \quad (17.72)$$

В установившемся режиме  $dN_u/dt = 0$ . При слабом поле возбуждения  $W_{ul}\tau_{ul} \ll 1$  и отношение  $N_u/N_l$  соответствует невозмущенному бальцмановскому значению, определяемому уравнением (17.61). Если возбуждающее поле велико, то  $W_{ul}\tau_{ul} \gg 1$  и происходит насыщение, т. е.  $N_u = N_l$ . При  $W_{ul}\tau_{ul} = 1$  бальцмановская разность между  $N_u$  и  $N_l$  уменьшается наполовину. По существу, работа мазера и основана на возмущении (изменении) заполнения уровней, которое можно учесть в изменении эффективной спиновой температуры, определяемой согласно уравнению

$$N_u/N_l = e^{-h\nu/kT_s}. \quad (17.73)$$

Хотя такие изменения можно создать и оптическими методами [440, 676], обычно пользуются энергией сверхвысокой частоты. На рис. 17.14, а показаны три энергетических состояния, которые могут быть частью схемы из большего числа уровней. Предполагается, что кристалл находится в термическом равновесии и заполнение уровней (изображаемое длиной линии, соответствующей данному уровню) подчиняется уравнению (17.62). Поле сигнала с частотой  $\nu_{12}$  приводит к поглощению энергии, что соответствует увеличению положительной температуры решетки. Если поле накачки частоты  $\nu_{23}$  достаточно для того, чтобы вызвать насыщение или уравнивать заполнение уровней 2 и 3, как показано на рис. 17.14, б, то относительное заполнение уровней 1 и 2 нарушается, в этом случае в результате охлаждения спиновая температура понижается [172].

Кроме того, заполнение уровней 1 и 2 можно инвертировать и другими способами; в этом случае, как показано на рис. 17.14, в, эффективная температура будет отрицательной [1, 350, 355]. Частота поля накачки на рис. 17.14, г соответствует переходу между уровнями 1 и 3, что снова приводит к отрицательной температуре переходов, соответствующих частоте сигнала. В связи с этим мазеры можно классифицировать по тому, сколько уровней использует механизм работы (два или более).

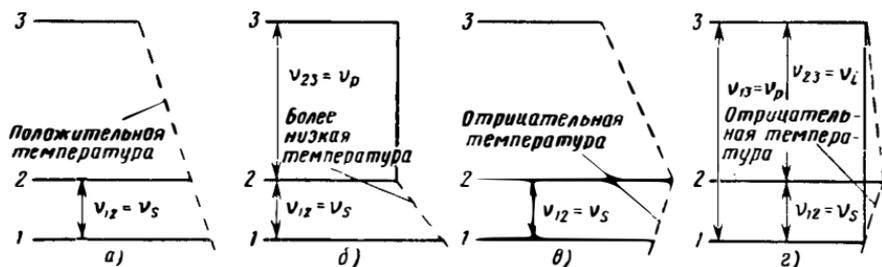


Рис. 17. 14. Видоизменение электронно-спиновой температуры: а—энергетические состояния при тепловом равновесии; б—охлаждение за счет насыщения; в—получение отрицательной температуры путем инверсии; г—получение отрицательной температуры путем насыщения.

Если образец помещен в структуру сверхвысокой частоты, то полный коэффициент заполнения можно определить как

$$\eta = \eta_1 \eta_2 \eta_3, \quad (17.74)$$

где  $\eta_1$  учитывает распределение высокочастотного магнитного поля в образце и определяется выражением

$$\eta_1 = \left[ \int_{V_s} H_1^2 dV_s \right] / \left[ \int_{V_c} H_1^2 dV_c \right], \quad (17.75)$$

а  $\eta_2$  и  $\eta_3$  — коэффициенты, учитывающие дезориентацию поля и уменьшение заполнения уровней вследствие насыщения или неполного преобразования. Мощность, поглощаемая образцом, равна

$$P = h\nu W_{ul} (N_l - N_u) V_s. \quad (17.76)$$

Мощность излучается, а не поглощается в том случае, если плотность изменяется таким образом, что  $N_u > N_l$ . Магнитную добротность можно определить выражением

$$|Q_m| = \pi\mu_0 \nu H_1^2 V_c / P = \pi\mu_0 H_1^2 / hW_{ul} \eta (N_l - N_u). \quad (17.77)$$

Эта добротность положительна в случае поглощения и отрицательна в случае излучения. Подстановка из уравнений (17.63) и (17.64) и введение относительной разности заполнений  $\rho$  дает

$$|Q_m| = \frac{h\mu_0}{2\pi g^2 \mu_B^2 \gamma_l N (\rho_l - \rho_u) \tau_2}. \quad (17.78)$$

В простом случае для переходов между уровнями  $M$  и  $(M - 1)$  вычисление заполнения уровней сводится к разложению (в ряд) уравнения (7.73)

$$|Q_m| = \frac{2kT(2S+1)\mu_0}{\pi\nu g^2 \mu_B^2 \eta N(S+M)(S-M+1)\tau_2} \quad (17.79)$$

Если пренебречь небольшим тепловым излучением от стенок структуры сверхвысокой частоты, то единственным источником шумов [348] в лазере должно быть спонтанное излучение на частоте сигнала. Теоретическая шумовая температура при полном насыщении в этом случае определяется величиной  $T_S$  из уравнения (17.73). Выведены также выражения для коэффициента шума [429, 430] в значениях физических величин, описывающих структуру сверх-

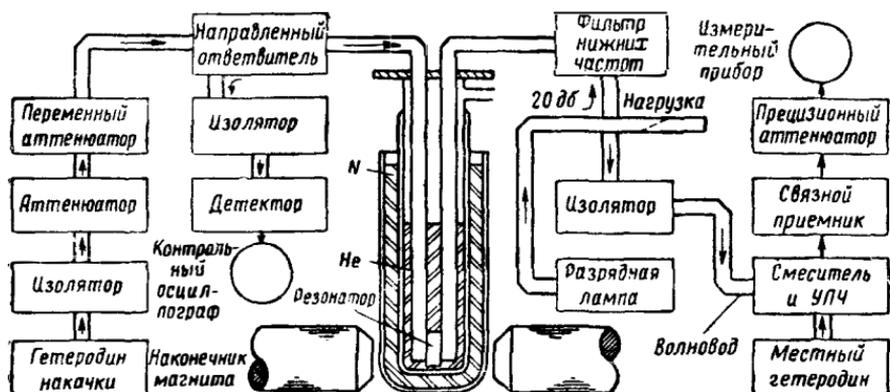


Рис. 17. 15. Измерение шумовой температуры лазера.

Шум от разрядной лампы подается на вход лазера через направленный ответвитель. Значение частот; сигнала 2,8 Гц, накачки 9 Гц. (См. [290].)

высокой частоты и парамагнитный материал. Выходная шумовая температура равна весовой сумме [71] температур различных частей усилителя: весовой коэффициент каждой части равен отношению поглощаемой в ней мощности к входной мощности. По мере приближения  $T_s$  к  $0^\circ$  К мазер с достаточно большой вероятностью обнаруживает отдельные фотоны сверхвысокой частоты [477, 479, 681]. Малошумящие свойства мазеров были подтверждены измерениями как на газовых мазерах [178, 179], так и в устройствах на твердом теле [11, 209, 210]. В последнем случае рассмотрение данных измерений [290, 292] шумовой температуры может служить введением к типичной схеме лазера, показанной на рис. 17.15. Мазер помещался в сосуд Дьюара с жидким гелием, а источником шумов являлась газоразрядная лампа [553]. Шумовая температура лазера  $T_{NM}$  определялась путем измерения двух значений выходной мощности  $P_1$  и  $P_2$ , соответствующих двум значениям входных шумов

с температурами  $T_1$  и  $T_2$ . Если  $g_{PM}$  — коэффициент усиления мазера, а  $T_{NR}$  — шумовая температура приемника, то

$$T_{NM} = \frac{T_2 - T_1}{(P_2/P_1) - 1} - T_1 - \frac{T_{NR}}{g_{PM}}. \quad (17.80)$$

При  $T_1 = 290^\circ \text{K}$ ,  $T_2 \simeq 100^\circ \text{K}$ ,  $T_{NR} \simeq 1800^\circ \text{K}$  отношение  $P_2/P_1$  составляло около  $1,125 \pm 0,025$  дб. После учета потерь в коаксиальном фидере было сделано заключение, что верхним пределом  $T_{NM}$  является значение  $10^\circ \text{K}$ . Измерения [129] с мазером бегущей волны на  $5,8 \text{ Гц}$  дали шумовую температуру около  $10,7 \pm 2,3^\circ \text{K}$ .

### 17.4.2. Материалы

Выбор материалов, пригодных для мазеров, требует осторожности [622]. Материалы для мазеров с двумя уровнями должны обладать большой плотностью спинов и большим временем спин-решеточной релаксации. К материалам, используемым в мазерах со многими уровнями, предъявляется требование существования ненулевой вероятности магнитнодипольного перехода между используемыми уровнями. Хорошая смесь состояний получается в том случае, когда частота перехода между расщепленными уровнями при нулевом поле сравнима с частотой сигнала. Для сохранения эффективного числа спинов высоким предпочтительно иметь малый спин основного состояния, а ядерный спин должен отсутствовать. Следует избегать водородосодержащих материалов, так как в противном случае кроме большого ядерного магнитного момента, неблагоприятно влияющего на  $\tau_1$ , в составе водных окислов (гидратов) присутствуют и протоны, что приводит к химической неустойчивости и большим диэлектрическим потерям. Для уменьшения спин-спинового взаимодействия активные ионы необходимо рассеивать с концентрацией порядка  $0,1\text{—}1,0\%$  в кристаллической решетке или в материале «хозяине», который по возможности должен быть свободен от ядерных магнитных полей.

Хотя было предложено пользоваться в мазерах уровнями сверхтонкой структуры [60, 136, 295, 463] в большинстве практических усилителей используются спиновые уровни. Имеются данные [41, 57] об электронно-спиновом резонансе для ряда кристаллов, содержащих ионы с пятью группами переходов: железо, палладий, редкоземельные элементы, платина и группа актинидов, обладающие непарными электронами соответственно на уровнях  $3d$ ,  $4d$ ,  $4f$ ,  $5d$  и  $5f$ . Большинство ионов из группы  $3d$  дает наблюдаемый спектр, но в группах  $4d$  и  $5d$  химическая стабильность, по-видимому, связана с диамагнитной связью (диамагнитными свойствами). Серии  $4f$  и  $5f$  (кроме  $\text{Cd}^{3+}$ ) обладают очень малым временем релаксации и, кроме того, решетки очень дороги и радиоактивны. К пригодным ионам группы железа относятся  $\text{Cr}^{2+}$ ,  $\text{Cr}^{3+}$ ,  $\text{Fe}^{2+}$ ,  $\text{Fe}^{3+}$ ,  $\text{Ti}^{3+}$ ,  $\text{Co}^{2+}$ ,  $\text{V}^{3+}$  и  $\text{Ni}^{2+}$ .

Предложено [45] использовать последний ион в кремниевом соединении цинка, но успешной работе мазера мешает неоднородное уширение линии. Сообщалось [27] об измерениях спин-резонансных свойств  $\text{Cr}^{3+}$ ,  $\text{Co}^{2+}$ ,  $\text{Ce}^{3+}$  и  $\text{Er}^{3+}$  в решетке  $\text{CaF}_2$ . В некоторых мазерах применен [291]  $\text{Cr}^{3+}$  в кристаллической решетке  $\text{K}_3\text{Co}(\text{CN})_6$ . Этот материал обладает четырьмя низкими энергетическими уровнями; расщепление уровней при нулевом поле соответствует частоте 4,98 Гц, при этом обеспечивается хорошая смесь состояний. Величина  $\tau_1$  для 2,8 Гц составляет около 200 мсек при температуре 1,25° К [397].

В качестве решетки-хозяина полезно применять корунд, хотя при строгих допусках его очень трудно обрабатывать; к его преимуществам относятся химическая стабильность, высокая теплопроводность при низких температурах и малые диэлектрические потери. Одиночная ячейка  $\text{Al}_2\text{O}_3$  содержит два неэквивалентных уровня  $\text{Al}^{3+}$ ; для ионов со спином 3/2 или менее эти два уровня магнитно эквивалентны, но для спина 2 или более они становятся различными. Использование в качестве активного иона  $\text{Fe}^{3+}$  дает [262] шесть уровней энергии и расщепление уровней при нулевом поле, соответствующее частотам 12 и 20 Гц.

В  $\text{Al}_2\text{O}_3$  могут также вводиться и другие ионы [511], такие, как  $\text{Ti}^{3+}$  и  $\text{Co}^{2+}$ . Время спин-решеточной релаксации в таком замещенном корунде довольно благоприятно вследствие того, что активный ион окружен шестью атомами кислорода, а вторым ближайшим соседом является алюминий. При введении  $\text{Cr}^{3+}$  в  $\text{Al}_2\text{O}_3$  образуется рубин, который оказался [240, 296] очень хорошим материалом для мазеров общего применения. Измерения на различных частотах показывают [169, 297, 506], что константы в спиновом гамильтониане равны  $g = 1,99$  и  $D = -5,74$  Гц. По этим данным можно вычислить [386] диаграмму энергетических уровней; пример для случая, когда поле  $\mathbf{H}_0$  находится под углом 90° к оси  $c$  [304], приведен на рис. 17.16, а. В температурном диапазоне 1,2° — 300° К кривые обнаруживают лишь небольшие изменения. На рис. 17.16, б приведены в функции от магнитного поля составляющие  $S_a$ ,  $S_b$  и  $S_c$ , определенные в уравнении (17.69) и вычисленные для различных переходов. Индексы у переходов обозначают связанные с ними уровни: составляющие  $a$ ,  $b$  и  $c$  обозначены соответственно пунктирной, штрих-пунктирной и сплошной линиями. Описан метод [164] для определения условий одновременного резонанса в рубине.

Наблюдался спектр  $\text{Cr}^{3+}$ , содержащегося в монокристалле  $\text{TiO}_2$  (рутил) с концентрацией 0,1%. Резонансы, измеренные при различных значениях и ориентациях приложенного поля на частотах 9,52, 23,8 и 34 Гц, можно описать спиновым гамильтонианом, у которого  $g = 1,97$ ,  $D = 16,5$  Гц и  $E = 8,1$  Гц. Ширина резонансных линий лежит в пределах 7—35 э и зависит от частоты и используемого перехода; наблюдалась также сверхтонкая структура из четырех линий, обусловленная наличием  $\text{Cr}^{53}$ , который содержится в природном Cr в количестве 9,55%. Значения  $\tau_1$ , измеренные

методом насыщения на непрерывных колебаниях, составляли 40 мсек при 4,2° К и 0,4 мсек при 77° К. При мощности насыщения 1 мвт, падающей на резонатор с добротностью Q около 1000, был получен параметр насыщения, равный единице при 77° К и 100 при 4,2° К.

Очень прочным материалом является титан, температура Дебая которого при 4° К составляет около 758° К. Он может выдерживать большие изменения температуры, не подвергаясь разрушению. В направлении, перпендикулярном оси, диэлектрическая проницаемость, равная при комнатной температуре 88, увеличивалась до 121 при

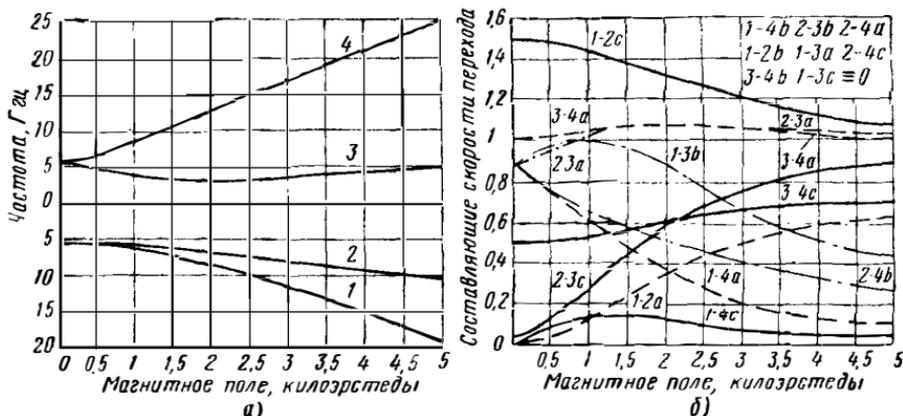


Рис. 17. 16. Свойства типичного материала со многими уровнями.

Кривые относятся к  $\text{Cr}^{3+}$  в  $\text{Al}_2\text{O}_3$ . Магнитное поле приложено под углом  $90^\circ$  к  $z$ -оси с. (См. [479].)

77° К. Благодаря столь благоприятным свойствам титан, легированный  $\text{Cr}^{3+}$ , является очень полезным материалом для мазеров. Были вычислены [167] диаграммы энергетических уровней для различных режимов работы. Гексагональный кристалл берилла, содержащий две молекулы ( $\text{Be}_3\text{Al}_2\text{Si}_6\text{O}_{18}$ ) на кристаллическую ячейку, обладает очень хорошей химической стабильностью: при частичном замещении Al на  $\text{Cr}^{3+}$  образуется изумруд. Электрическое поле в такой кристаллической решетке обладает тройной симметрией, а резонансный спектр описывается спиновым гамильтоном

$$\mathcal{H} = g_{\parallel} H_z S_z + g_{\perp} (H_x S_x + H_y S_y) + D \left[ S_z^2 - \frac{1}{3} S(S+1) \right], \quad (17.81)$$

где  $S = \frac{3}{2}$ , а ось  $z$  параллельна оси  $c$ . Измерения, выполненные на 9, 24 и 60 Гц, дали  $g = 1,97$  и  $D = -26,8$  Гц [170]. Расщепление уровней при нулевом поле для  $2D = 53,6$  Гц исключительно велико, что делает изумруд очень удобным материалом для мазеров миллиметрового диапазона.

Существует класс веществ [40], у которых в отсутствие поля имеются четыре вырожденных уровня, которые подчиняются линейному эффекту Зеемана, но не обязательно одинаково разнесены друг от друга, когда приложено магнитное поле. В таких веществах есть разрешенные переходы, причем не обязательно между соседними уровнями. Примером может служить ион  $\text{Ce}^{3+}$ , в котором один из  $f$ -электронов под влиянием внутрикристаллического поля дает «квартет» из четырех низких уровней энергии. Переходы могут индуцироваться высокочастотным полем, перпендикулярным  $\mathbf{H}_0$ , которое может иметь линейную или круговую поляризацию, причем в последнем случае направление перехода зависит от знака поляризации.

Некоторые материалы обладают достаточным числом удобно расположенных энергетических уровней для того, чтобы сделать возможным работу и при нулевом магнитном поле. К преимуществам такого лазера относится устранение необходимости в монокристаллах и магните; в то же время обеспечивается возможность применения сверхпроводников для цепей сверхвысокой частоты. Согласно теореме Крамера [263] число отдельных энергетических уровней для спина целое число плюс половина не должно превышать  $S + \frac{1}{2}$ .

К материалам, пригодным для использования при нулевом поле, относятся  $\text{Ni}^{2+}$  и  $\text{Fe}^{3+}$  с тремя уровнями,  $\text{Gd}^{3+}$  с четырьмя и  $\text{Cr}^{2+}$  с пятью уровнями. Кристалл-хозяин должен обладать значительными вероятностями переходов, соответствующих частотам сигнала и накачки.

Наблюдаемое на опыте время спин-решеточной релаксации [69] для резонанса при индуцированном излучении в известковом шпате ( $\text{CaCO}_3$ ) составляло 3 мин и 5 мсек при температуре соответственно 1,6 и 77° К. Облучение электронами с энергией 3 Мэв для получения дозы 60 мккюри/см<sup>3</sup> создавало плотность спинов  $10^{17}$  см<sup>-3</sup>. Эти центры угасали при комнатной температуре через несколько часов, а при 77° К — через несколько дней. Сильный резонанс вблизи 9 Гц при поле 3271 э дает величину коэффициента  $g$ , равную 2, которая не зависит от частоты и почти не зависит от ориентации поля. Полную инверсию можно получить путем адиабатического быстрого прохождения при достаточно низкой скорости изменения частоты порядка  $2 \cdot 10^{10}$  гу/сек<sup>2</sup> и при использовании высокочастотной мощности около 0,1 вт; в этом случае  $\tau_2$  больше  $10^{-4}$  сек. Наблюдаемая ширина линий составляла около 1 э, что соответствует  $\tau_2$  порядка  $10^{-7}$  сек, так что линии имели заметное неоднородное уширение.

В квантовомеханических усилителях можно применять [31] полупроводники; имеются [163] предложения по применению уровней Ландау в субмиллиметровой области. Весьма интересна мысль [274] об использовании парамагнитных пьезоэлектрических кристаллов, у которых расположение энергетических уровней зависит не только от внутрикристаллического поля, но и от приложенного извне электрического поля; в этом случае становится возможным создание лазера, перестраиваемого напряжением. Пригодным

для этого материалом может служить  $\text{SrTiO}_3$ , легированный Fe.

Успешная работа мазера была впервые получена [389] на  $\text{Gd}^{3+}$  в кристалле  $\text{La}(\text{C}_2\text{H}_5\text{SO}_4)_3 \cdot 9\text{H}_2\text{O}$ . Так как  $S = 7/2$ , то в присутствии магнитного поля этот материал обладает 8 зеемановскими уровнями, поэтому резонансный спектр содержит семь линий, как показано на рис. 17.17 для частоты 6,298 Гц.

Этот материал интересен также и тем, что путем легирования [152] можно изменять время спинрешеточной релаксации. Так, в точке *A* частоты для переходов 4—5 и 7—8 совпадают и в результате спин-спинового взаимодействия происходит эффективное удвоение концентрации ионов. Такое самолегирование в кристаллах с содержанием примесей 0,5% приводит к уменьшению  $\tau_1$  для перехода 4—5 в 5 раз [387]. Легирование посторонними примесями дает возможность лучше осуществлять контроль за степенью влияния примесей. Добавление 0,2%  $\text{Ce}^{3+}$  давало «условие легирования» для перехода, показанного пунктирной линией, при этом в точке *B*  $\tau_1$  уменьшалось в 10 раз. Достаточно эффективным оказалось и легирование рутила [602]. Подобный метод, возможно, будет пригоден и для других кристаллов-хозяев, если в парамагнитном кристалле создавать дефекты, химические или другие, или центры окрашивания посредством гамма- или нейтронного облучения.

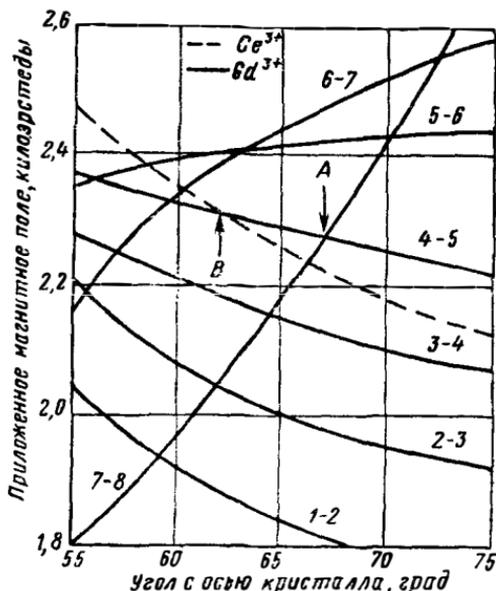


Рис. 17. Спектр электронного резонанса, иллюстрирующий явление самолегирования и постороннего легирования.

Частота 6,298 Гц. Кристалл-хозяин — этил-сульфат лантана. (См. [387].)

## 17.5. МАЗЕРЫ С ДВУМЯ УРОВНЯМИ

### 17.5.1. Методы ядерного резонанса

Мазер с двумя уровнями основан на явлении ядерного резонанса, условие которого.

$$h\nu = g_n \mu_n H_0 \quad (17.82)$$

дает частоты, примерно в тысячу раз меньшие, чем при электронном резонансе. Однако рассмотрение этих высокочастотных колебаний

полезно потому, что оно является основой для методов, применяющихся в диапазоне сверхвысоких частот. Первые исследования [354] ядерного резонанса в молекулярных пучках были позднее распространены на твердые тела [42, 43, 351]. Применяемые методы достаточно хорошо разработаны в работах [44, 189, 333, 370], и проведены измерения с большим классом веществ [153]. В общем случае образец помещается в магнитное поле соленоида, а резонанс обнаруживается по поглощению небольшого количества мощности. Кроме того, можно использовать и отдельную катушку, в которой момент прецессии будет возбуждать высокочастотное поле. В любом случае величина приложенного магнитного поля проходит через величину, определяемую уравнением (17.78). При больших высокочастотных полях происходит насыщение [358].

С большим успехом применяется импульсная методика, когда ядерный резонанс наблюдается в переходном режиме. При нутационном резонансе [451] входная высокочастотная мощность модулирована импульсами, а выходная мощность наблюдается на осциллографе. Высокочастотный импульс наблюдается модулированным по амплитуде (из-за ядерного резонанса), причем модуляция носит экспоненциально затухающий характер вследствие влияния релаксации. Частота модуляции проявляется в виде последовательностей синусоидальных волн с частотой

$$\omega_m = \gamma H_1, \quad (17.83)$$

амплитуда которых затухает с постоянной времени  $2\tau_1\tau_2/(\tau_1 + \tau_2)$ .

Метод спинового эха [190, 191] требует наблюдения за результирующим индуцированным сигналом, который сопровождает импульс. Можно считать, что в результате воздействия мощного импульса оси ядерных моментов оказываются ориентированными в плоскости, перпендикулярной направлению приложенного поля. Затем моменты начинают прецессировать относительно основного поля и скорость затухания индуцированного поля определяется временем, за которое моменты (снова) приобретут беспорядочную ориентацию. Если через время, меньшее  $\tau_2$ , подать второй импульс, то можно считать, что вектор намагниченности поворачивается на  $180^\circ$ . После воздействия второго импульса векторы моментов опять поворачиваются в перпендикулярной плоскости, но направление вращения (по сравнению с первым импульсом) меняется. Через короткий отрезок времени векторы становятся синфазными и возникающее взаимодействие между двумя вращающимися составляющими намагниченности приводит к излучению эхо-импульса. Модификация этого метода связана [73] с использованием второго импульса, в два раза более мощного, чем первый.

Инверсию энергетических уровней можно также получить путем адиабатического быстрого прохождение, при котором частота или магнитное поле проходят через резонансное значение. Отрицательной спиновой температуры можно добиться [350] за счет внезапного быстрого обращения поля за время, малое по сравнению

с периодом прецессии. Было предсказано [331], что поглощение при ядерном резонансе возрастало бы, если входная мощность была бы достаточна для насыщения поглощения, вызываемого электронным резонансом; при этом индуцируются переходы, которые изменяют обычное больцмановское распределение уровней сверхтонкой структуры [75].

### 17.5.2. Анализ во вращающихся координатах

Усиление сверхвысоких частот мазером с двумя уровнями можно проанализировать, предположив, что образец находится в постоянном магнитном поле, так что система спинов характеризуется намагниченностью  $\mathbf{M}$ , параллельной  $\mathbf{H}_0$ , величина которой определяется соотношением

$$M = \frac{1}{2} g \mu_B (N_l - N_u). \quad (17.84)$$

При наличии высокочастотного поля с круговой поляризацией относительно направления  $\mathbf{H}_0$  и с амплитудой  $H_1$  образец в системе координат, вращающейся вокруг  $\mathbf{H}_0$  с частотой  $\omega$ , подвергается воздействию эффективного поля  $\mathbf{H}_{\text{эфф}}$ , амплитуда которого [353] равна

$$H_{\text{эфф}} = [\{H_0 - (\omega/\gamma)\}^2 + H_1^2]^{1/2}. \quad (17.85)$$

С точки зрения наблюдателя, связанного с вращающейся системой координат,  $\mathbf{M}$  будет прецессировать вокруг  $\mathbf{H}_{\text{эфф}}$  с угловой скоростью  $\omega'$ , причем

$$\omega' = \gamma H_{\text{эфф}}. \quad (17.86)$$

Если в случае (I) на рис. 17.18,а ( $H_0 - \omega/\gamma \gg H_1$ ), то тогда  $\mathbf{H}_{\text{эфф}}$  будет почти параллельным  $\mathbf{H}_0$ . По мере того, как  $\omega$  возрастает, поле  $\mathbf{H}_{\text{эфф}}$  уменьшается и по величине, и по отклонению (от  $\mathbf{H}_1$ ) до тех пор, пока при  $\omega = \omega_r$  оно не совпадает с  $\mathbf{H}_1$ , что показано на рис. 17.18, а для случая (II). При дальнейшем увеличении  $\omega$  сверх  $\omega_r$   $\mathbf{H}_{\text{эфф}}$  по величине возрастает и стремится к ориентации, антипараллельной  $\mathbf{H}_0$ , как в случае (III).

Если спиновая система соответствует случаю (II) на рис. 17.18, а, то вектор  $\mathbf{M}$  будет менять направление в течение времени, которое, согласно (17.86), равно

$$t_p = \pi/\gamma H_1. \quad (17.87)$$

Уравнение (17.87) определяет скачок на  $180^\circ$ , который необходимо точно выполнять для получения совершенной инверсии. Это условие зависит от произведения двух регулируемых параметров  $H_1$  и  $t_p$ , расчетное значение которого равно  $1,5 \cdot 10^{-7}$  э. сек. На практике  $t_p \ll \tau_1$ , а  $H_1$  должно превосходить ширину резонансной линии

кристалла. На частоте 10 Гц типичным значением входной мощности при длительности импульса 0,1 мксек является 500 вт. Предполагается, что добротность достаточно низка (порядка 100), что необходимо для предотвращения «звона» резонатора после окончания импульса.

Противоречащее этому требованию высокой добротности  $Q$  во время усиления может быть удовлетворено тем, что в момент

инверсии добротность  $Q$  искусственно уменьшается искровым разрядом, магнестрикционной деформацией или лавинным пробоем в полупроводнике. Если изменение  $H_{эфф}$  за период  $1/\omega'$  мало, то  $M$  будет адиабатически следовать за изменением  $H_{эфф}$ , обеспечивая инверсию. Условие адиабатического быстрого прохождения имеет вид

$$t \gg (\gamma H_1)^{-1}, \quad (17.88)$$

где  $t$  — время прохождения полуширины резонансной кривой. Инверсия получается путем изменения либо  $H_0$ , либо  $\omega$ ; в любом случае она не зависит от направления изменения. Как и ранее, необходимо, чтобы  $t \ll \tau_1$  и чтобы  $H_1$  превосходило местные поля в кристалле, оказывающие влияние на ширину резонансной кривой. Инверсия  $M$  индуцирует [44, 46, 186] в резонаторе поле, которое

стремится противодействовать инверсии; поэтому, чтобы достичь полной инверсии, управляющее поле должно превосходить это поле, вызывающее уменьшение излучения. Если в случае (1) на рис. 17.18,  $a$  магнитное поле испытывает обращение за время, гораздо меньшее  $(\gamma H_0)^{-1}$ , то система будет подвержена внезапным или неадиабатическим возмущениям, в результате чего поле будет устанавливаться в обратном направлении раньше, чем волновая функция состояний успеет заметно измениться. Следовательно, в конечном положении, показанном на рис. 17.18,  $a$  (III), более заполненным становится уровень с большей энергией, и, наоборот, добавочная

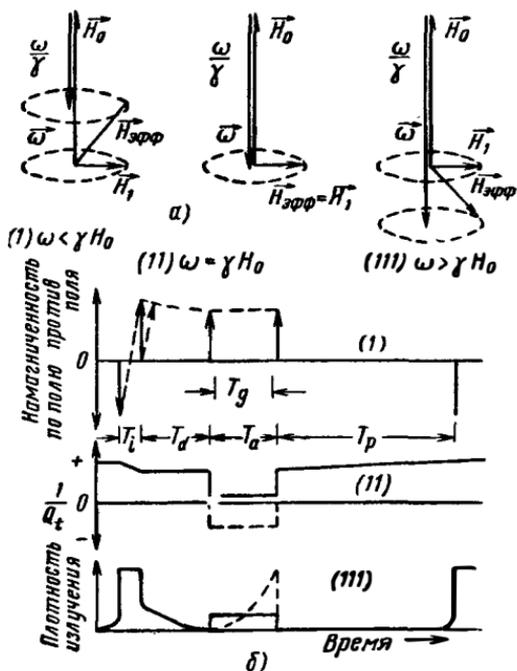


Рис. 17. 18. Парамагнитный мазер с двумя уровнями:

$a$  — эффективное поле в системе отсчета, вращающейся вокруг  $H_0$  с угловой скоростью  $\omega$  вместе с высокочастотным полем  $H_1$ ;  $b$  — временная зависимость намагниченности, величины обратной общей добротности и плотности излучения в резонаторе. (См. [53].)

энергия изымается из источника переменного магнитного поля. Условие неадиабатичности имеет вид

$$dH/dt \gg \gamma H_1^2. \quad (17.89)$$

### 17.5.3. Практические устройства

После того, как достигнута инверсия заполнения уровней, в резонаторе или в структуре бегущей волны можно осуществить взаимодействие между полем сигнала СВЧ и спиновой системой. В первом случае условие генерирования колебаний имеет вид

$$|Q_m| \leq Q_l. \quad (17.90)$$

Это условие также определяет область сверхрегенеративного усиления [92]. Регенеративное усиление имеет место при

$$Q_l < |Q_m| < Q_u. \quad (17.91)$$

В мазере с двумя уровнями инверсия заполнения уровней и усиление не может осуществляться одновременно, и поэтому необходима смена режимов работы [53, 418]. Рис. 17.18, б иллюстрирует поведение: (I) — спиновой намагниченности, (II) — общей добротности  $Q$  и (III) — плотности излучения в полости. Инверсия происходит за время  $T_i$  и на практике благодаря наличию поперечного магнитного момента излучение прекращается лишь через время  $T_d$ . В течение времени  $T_a$  система может использоваться как усилитель; сплошная линия относится к регенеративному, а пунктирная — к сверхрегенеративному усилению. За время  $T_p$  материал приводится к исходному состоянию за счет спин-решеточной релаксации. Этот период можно сократить, например, путем возбуждения излучения. Для ограничения спада коэффициента усиления во время усиления желательно, чтобы  $\tau_1$  было большим.

В первоначальных опытах [102, 103] с двухуровневыми мазерами были реализованы условия, при которых использовалась одна треть мощности накачки, которая необходима для возбуждения колебаний. В качестве одного из материалов был применен кремний, содержащий примесь фосфора или мышьяка с концентрацией  $N$ -центров порядка  $10^{17}$  центров/см<sup>3</sup>. Ширина резонансной линии составляла 4 Мгц, а  $\tau_1$  лежало в пределах от 5 до 30 сек. Образцы имели толщину 1 мм и помещались у стенки прямоугольного резонатора с  $V_c$ , равным  $4,4 \cdot 10^{-6}$  м<sup>3</sup>. Частота равнялась 10 Ггц,  $Q_l = 10\,000$ ,  $T = 2^\circ$  К, а энергия, запасенная в спиновых квантах, составляла 0,6 эрг. При температуре 4,2° К наблюдалось [93] усиление и генерирование колебаний на монокристаллах кварца и окиси магния, содержащих парамагнитные дефекты, вводимые нейтронным облучением. Инвертирующая мощность с частотой 9 Ггц подавалась полуваттными импульсами длительностью 100 мксек и с частотой повторения 10 гц. Через некоторое контролируемое время задержки после инверсии магнитное поле снова проходило резонансное значе-

ние. Мощность, отраженная от резонатора, проверялась с помощью стабилизированного по частоте клистрона и супергетеродинного приемника. Для кварцевого образца, содержащего  $10^{18}$  спинов, инвертированное состояние существовало 2 мсек, а регенеративное усиление имело место в течение 1,2 мсек после инверсии, причем коэффициент усиления с увеличением времени уменьшается; произведение коэффициента усиления на полосу пропускания составляло 5 Мгц. При достаточной инвертирующей мощности в момент обратного прохождения через резонанс наблюдалось возникновение колебаний в виде 12-милливаттного импульса длительностью 10 мксек. Для образца из MgO с концентрацией спинов  $10^{17}$  инвертированное состояние существовало в течение приблизительно 2,5 мсек.

При температурах жидкого гелия наблюдалась [217, 218, 471] инверсия спиновых переходов с  $\Delta M = 1$  для  $\text{Cr}^{3+}$  в  $\text{Al}_2\text{O}_3$  и  $\text{K}_3\text{CO}(\text{CN})_6$  и для  $\text{Cr}^{3+}$  или  $\text{Gd}^{3+}$  в  $\text{La}_2\text{Mg}_3(\text{NO}_2)_{12} \cdot 24\text{H}_2\text{O}$ . Например, инверсия в рубине на 9,5 Гц была достигнута путем свипирования поля через резонансное значение за время около 50 мксек, а инвертирующий импульс СВЧ обладал мощностью около  $1/2$  вт. При возвращении магнитного поля к резонансному значению наблюдалось либо генерирование колебаний, либо усиление небольшого зондирующего импульса (сигнала). Рубин также использовался в опытах (442) на 34 Гц, где инверсия достигалась как на переходах первого, так и более высоких порядков. При температуре  $1,4^\circ$  К были получены произведения коэффициента усиления на полосу пропускания до 50 Мгц, а выходная мощность (в режиме генерирования колебаний) была порядка 70 мквт. В работах [101, 132, 347, 654] описана другая импульсная методика и пересмотрены рабочие условия. Излучающий импульс в мазерах с двумя уровнями промодулирован по амплитуде. Это явление [151, 237, 643, 645] еще не получило полного объяснения. Одна из гипотез [439] предполагает, что это происходит благодаря наложению излучений, обусловленных различными подуровнями линий с неоднородным уширением. Другая теория [393, 394, 395] объясняет это явление за счет линейаризованной связи между системой спинов и резонатором, хотя в последующих работах предполагается [499, 500], что в мазерах с двумя уровнями это не имеет места.

Часто большие преимущества дает применение импульсного режима подачи (постоянного) магнитного поля. Например, для работы мазера было бы достаточно за время, намного меньшее  $\tau_1$ , адиабатически уменьшить поле  $H_0$  до значения, в несколько раз превышающего ширину линии, неадиабатически изменить его направление на противоположное и затем адиабатически увеличить до  $-H_0$ . Для минимального поля 0,3 э время обращения составило бы около  $10^{-7}$  сек, что, вероятно, осуществимо на практике. В этом частном случае не требуется управляющее поле СВЧ. Частота повторения в обычном мазере с двумя уровнями имеет верхнюю границу, например,  $10 \text{ сек}^{-1}$  благодаря (конечному) времени релакса-

ции; однако в системе [217] на рис. 17.19, а необходимость полного возврата к термическому равновесию устранена. Предположим, что требуется получить усиление на частоте  $\nu_{43}$ , что соответствует полю  $H_0$ . Если бы магнитное поле импульсно уменьшилось до такого значения  $H'_0$ , что  $\nu'_{42} = \nu_{43}$ , то произошла бы инверсия уровней 2 и 3 при условии, что на частоте  $\nu_{43}$  был бы приложен импульсный сигнал СВЧ с мощностью достаточной для насыщения перехода, соответствующего частоте  $\nu_{42}$ . Для получения усиления поле затем возвращается к значению  $H_0$ . В импульсном лазере рис. 17.19, б

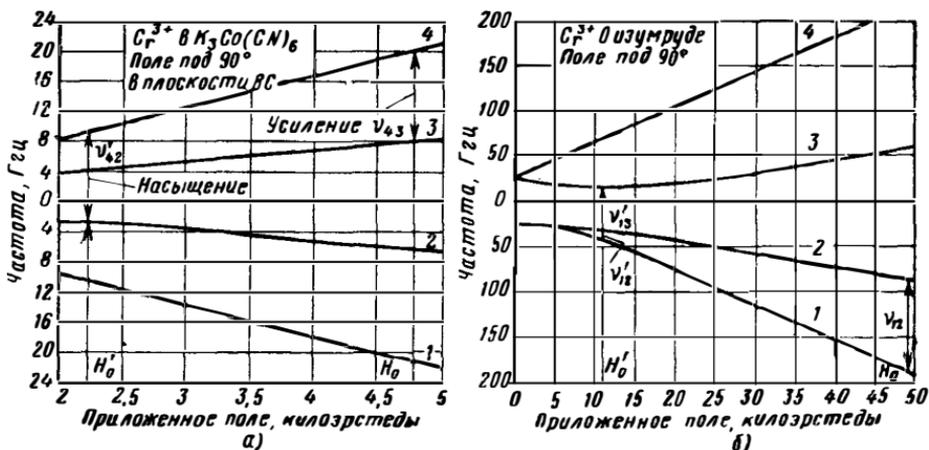


Рис. 17. 19. Мазеры в режиме работы с импульсным полем:

а — инверсия за счет насыщения; б — усиление на миллиметровых волнах. (См. [217, 158].)

инверсия уровней 1 и 2 достигается при поле, которое импульсно уменьшается до значения  $H'_0$ . Такую инверсию можно выполнить либо путем адиабатического быстрого прохождения на частоте  $\nu'_{12}$ , либо насыщением на частоте  $\nu'_{13}$ . При возвращении к значению  $H_0$  получается усиление на более высокой частоте  $\nu_{12}$ .

В одном из таких мазеров был использован [158] рубин с 90°-ной ориентацией поля, причем  $\nu'_{13} = 12,61$  Гц и  $\nu_{12} = 19,15$  Гц. Резонатор был покрыт слоем серебра толщиной 0,0025 мм, чтобы обеспечить однородное проникновение импульсного поля, которое получалось с помощью соленоида, питавшегося от емкости 200 мкф [159]. Получалось импульсное поле 9400 э при напряжении 1000 в и полупериоде 3 мсек. В более поздних экспериментах [310] была достигнута частота около 70 Мгц и огромное импульсное поле до 30 000 э. В «лестничном» (staircase) лазере (410) требуются более низкие поля; в нем применены (за время, меньшее  $\tau_1$ ) двукратные или многократные инверсии. Затем на переходе более высокого порядка получается усиление; приложенное поле во всех случаях изменяется так, что проходит через нужное значение.

## 17.6. МАЗЕРЫ СО МНОГИМИ УРОВНЯМИ

### 17.6.1. Теория работы

Многие квантомеханические усилители основаны на взаимодействии нескольких уровней [134, 307, 409]; первые образцы были разработаны для газов [29, 30]. Поведение [13, 99, 229, 260, 261] системы спинов под воздействием двух высокочастотных полей разных частот показывает, что возможны процессы вторичного квантования [514]. Мазер с тремя уровнями, использующий спиновые состояния в твер-

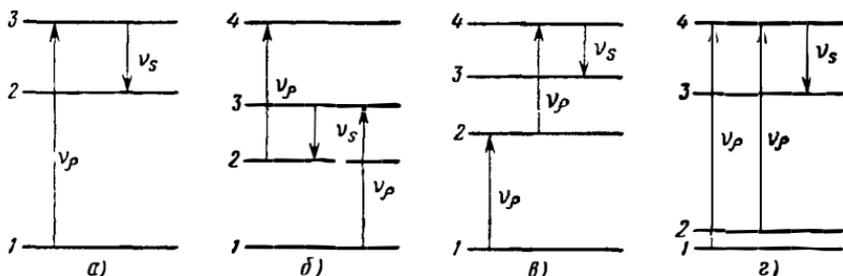


Рис. 17. 20. Методы накачки в материалах со многими уровнями: а — одиночная накачка; б — двойная симметричная накачка; в — двойная последовательная накачка; г — параллельная накачка.

дом теле и предложенный Бломбергенем [45], основан на использовании явления насыщения для инверсии уровней, как показано на рис. 17.20, а. Хотя работа такого мазера строго рассмотрена термодинамически [148, 388, 644] и с помощью квантовой теории [71], ниже она будет обсуждена лишь иллюстративно [387]. Если подать насыщающее поле накачки, так что  $N_1 \rightarrow N_3$ , то заполнение уровня  $N_2$  определяется уравнением

$$\frac{dN_2}{dt} = -\frac{N_2}{\tau_{21}} - \frac{N_2}{\tau_{23}} + \frac{N_1}{\tau_{12}} + \frac{N_3}{\tau_{32}}. \quad (17.92)$$

В установившемся режиме заполнение уровней определяется соотношением

$$\frac{N_2}{N_1} = \left[ 1 + \frac{\tau_{12}}{\tau_{23}} \frac{N_3}{N_1} e^{h\nu_{23}/kT_b} \right] / \left[ e^{h\nu_{21}/kT_b} + \frac{\tau_{12}}{\tau_{23}} \right], \quad (17.93)$$

где  $T_b$  — температура ванны. Если  $N_2 > N_1$ , то получается индуцированное излучение на частоте  $\nu_{21}$ , если же  $N_2 < N_1$ , т. е.  $N_3 > N_2$ , то работа мазера происходит на частоте  $\nu_{32}$ .

Разложение уравнения (17.93) в ряд и подстановка  $T_S$  из уравнения (17.73) дает

$$\frac{T_S}{T_b} = \left( 1 + \frac{\tau_s}{\tau_i} \right) / \left( 1 - \frac{\tau_s \nu_i}{\tau_i \nu_s} \right), \quad (17.94)$$

где  $T_b/T_s$  есть параметр инверсии. Явление насыщения при большом сигнале можно рассмотреть, если ввести вероятность перехода  $W_s$ , так что уравнение (17.94) приобретает вид

$$\frac{T_S}{T_b} = \left(1 + \frac{\tau_s}{\tau_i}\right) \left(1 + W_s \frac{\tau_s \tau_i}{\tau_s + \tau_i}\right) / \left(1 - \frac{\tau_s \nu_i}{\tau_i \nu_s}\right). \quad (17.95)$$

Числитель показывает, что высокочастотному полю приходится преодолевать эффект «параллельного (шунтирующего) действия» процессов релаксации, связанных с переходами на частоте сигнала и холостой частоте, в связи с чем явление насыщения в лазере наступает при более высоком уровне сигнала, чем для той же самой линии в состоянии поглощения (без накачки). Можно также рассмотреть и неполное насыщение для перехода на частоте накачки, если ввести «температуру накачки»  $T_p$  аналогично уравнению (17.73), так что уравнение (17.94) принимает вид

$$\frac{T_S}{T_b} = \left(1 + \frac{\tau_s}{\tau_i}\right) / \left[1 - \frac{\tau_s \nu_i}{\tau_i \nu_s} \left(1 - \frac{\nu_p T_b}{\nu_i T_p}\right)\right]. \quad (17.96)$$

Из уравнения (17.96) видно, что для достижения некоторой инверсии вместо насыщения перехода с частотой накачки можно использовать повышение частоты накачки. Для хорошей работы лазера требуется наименьшая возможная отрицательная температура  $T_s$ ; поэтому желательно, чтобы либо  $\tau_s \gg \tau_i$  (работа при «большом релаксационном отношении»), либо  $\nu_i \gg \nu_s$  (работа при «большом частотном отношении»). Поэтому работу лазера можно оценить заранее, зная времена релаксации и диаграмму энергетических уровней. Параметр, или коэффициент инверсии определяет к. п. д. работы и он равен при одинаковых временах релаксации  $(\nu_p - 2\nu_s)/2\nu_s$ .

Материалы, обладающие минимальным числом уровней более трех, позволяют получить улучшенные характеристики за счет двойной накачки [240, 296, 436]. Предположим, что имеются четыре уровня, как на рис. 17.20, б. Тогда можно получить насыщение для переходов 1—3 и 2—4, в результате чего произойдет увеличение разницы в заполнении уровней 3 и 2, переход между которыми соответствует частоте сигнала; такой вид накачки известен под названием пушпульного<sup>1</sup>. При полярном угле  $\theta$ , определяемом выражением

$$\cos^2 \theta = (D - 3E \cos 2\varphi)/3(D - E \cos 2\varphi), \quad (17.97)$$

уровни 3 и 4 являются зеркальным отображением уровней 2 и 1. Таким образом, при этом значении угла (которое для  $\text{Cr}^{3+}$  в  $\text{Al}_2\text{O}_3$  равно  $54,7^\circ$ , а для  $\text{Cr}^{3+}$  в  $\text{K}_3\text{Co}(\text{CN})_6$  —  $40^\circ$ ) двойную накачку можно осуществить одним источником. Кроме того, при определенных значениях угла и напряженности поля частоты, соответствующие переходам 1—2 и 2—4, становятся равными, как показано на рис. 17.20, в.

<sup>1</sup> Режим работы при такой накачке в советской литературе называется совмещенным. (Прим. ред.)

Поэтому мощность накачки на этой частоте может увеличивать заполнение уровня 4, что ведет к возрастанию мощности, излучаемой при переходе 4—3, соответствующему частоте сигнала; этот метод двойной накачки называется пуш-пушным (push-push). Некоторые авторы называют его методом эффективного удвоения частоты накачки.

Еще один метод [243] параллельной накачки иллюстрируется рис. 17.20, г, где видно, что в этой схеме для накачки использованы переходы между уровнями 1—4 и 2—4. Чтобы иметь возможность применять одну и ту же частоту накачки, существенно, чтобы уровни 1 и 2 были достаточно близки. Преимуществом систем с двойной накачкой является возможность достижения больших отношений заполнений уровней, что эквивалентно более благоприятному соотношению между частотами накачки и сигнала. Зная выходной сигнал и входную мощность накачки, можно провести вычисление к. п. д. мазера с тремя уровнями. Если структура СВЧ не обладает потерями, то мощность накачки рассеивается в кристаллической решетке и можно показать [204], что при равных  $\tau_1$  для всех переходов

$$\eta = \frac{\nu_{32}}{\nu_{31}} \frac{1-2(\nu_{32}/\nu_{31})}{2-(\nu_{32}/\nu_{31})}. \quad (17.98)$$

Максимальный к. п. д. достигается при  $\nu_{32}/\nu_{31} = 0,268$  и он равен 7,18%. Это значение можно увеличить, если сделать времена релаксации неравными.

Было обнаружено [309], что в рубине происходит ускорение релаксационных процессов (связанное с резонансными переходами) в том случае, когда ориентация и величина приложенного поля таковы, что между частотами переходов на диаграмме энергетических уровней существует соотношение 1:1, 2:1 или 1:2; состояние поля можно выразить в виде диаграммы [309]. Эксперименты показывают, что в обмене энергиями участвуют три спина, а не два, как в обычных спин-спиновых переходах. Рассмотрение физической модели позволяет сделать предположение, что этот эффект, возможно, является лишь первым в целой серии процессов высшего порядка, которые выступают на сцену по мере повышения концентрации примесей.

Дальнейшие эксперименты [171] на рубине подтвердили существование таких эффектов высшего порядка и показали, что спиновое взаимодействие более высоких порядков можно использовать в мазерах для нового типа накачки. В этом случае частота накачки может быть ниже частоты сигнала [18]. На других материалах были изучены [536, 569, 591] явления перекрестной релаксации. Они образуют основу «качельного» (see-saw) мазера [546], в котором взаимодействии 1:1 между соседними интервалами на энергетической диаграмме приводит к более низкой отрицательной температуре. Таким путем можно не только просто объединять скорости решеточной релаксации двух интервалов, но и вводить добавочные скорости релаксации таким образом, чтобы это способствовало инверсии

в заполнении уровней. При использовании в качестве рабочего тела рубина был получен коэффициент инверсии 0,9 на частоте сигнала 14,5 Гц при частоте накачки 24,5 Гц.

Мазеры на твердом теле могут вести себя как невзаимные усилители [54, 432], а их малый уровень шумов позволяет улучшить чувствительность спектрометров на сверхвысоких частотах [400, 401]. В некоторых случаях применению мазеров мешают эффекты насыщения при сильных импульсных сигналах; насыщение может происходить при импульсах мощностью 10 мквт и энергии 0,1 эрг. Мазер в состоянии насыщения не способен к усилению в течение времени восстановления, которое может достигать нескольких десятых долей секунды. Если используемый материал имеет четвертый свободный уровень с более высокой энергией, то его заполнение и заполнение наинизшего уровня можно сделать одинаковым, подавая сильный «противонасыщающий» импульс [489]. Устанавливается новое распределение заполнений, результатом чего является немедленное восстановление отрицательной температуры для переходов, соответствующих частоте сигнала. Обнаружено, что для рубина на частоте 2,5 Гц при 2° К практически применимы частоты повторения вплоть до 120 гц.

### 17.6.2. Усилители резонаторного типа

Работу резонаторного мазера можно отчетливо представить, обращаясь к трем нижним уровням диаграммы рис. 17.21, а. Если подать накачку на переход  $1 \rightarrow 3$ , то на переходе  $3 \rightarrow 2$  будет наблюдаться

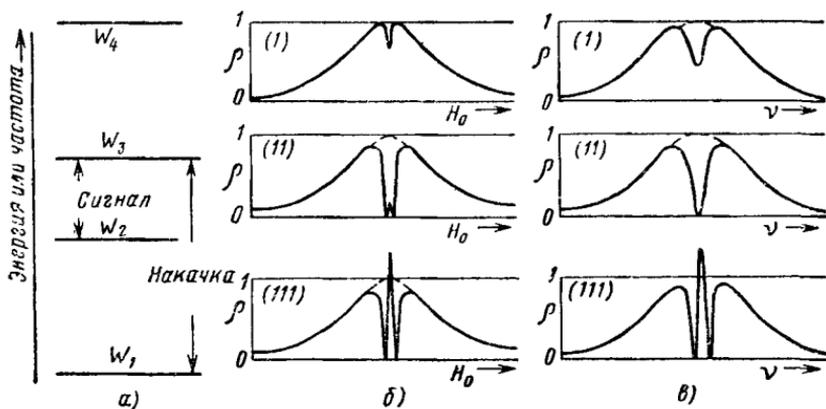


Рис. 17. 21. Парамагнитные мазеры с тремя уровнями:

а — диаграмма энергетических уровней; б — зависимость коэффициента отражения от магнитного поля; в — зависимость коэффициента отражения от частоты.

индуцированное излучение. На рис. 17.21, б показан сигнал, отраженный от входа резонатора в зависимости от  $H_0$ . На осциллограмме (I) мощность накачки мала, и отражение в основном происходит

из-за поглощения в кристалле. По мере того, как мощность накачки возрастает, излучение начинает превосходить поглощение до тех пор, пока, наконец, материал перестанет вносить потери; в этом случае согласованная полость дает нулевую отраженную мощность. Дальнейшее увеличение мощности накачки опять приводит к появлению отражения, но мазер в этом случае работает в режиме излучения, как на осциллограмме (II). Наконец, как в случае (III), отраженная мощность начинает превосходить падающую, т. е. имеет место усиление; еще более высокая мощность приводит к возникновению колебаний (генерированию).

Помимо этого, отраженный сигнал можно изобразить в зависимости от частоты, как на рис. 17.21, в. На осциллограмме (I) резонансный провал благодаря наличию резонатора накладывается на более широкий резонансный отклик на воздействие эталонного клистронного генератора сигнала. Полоса пропускания материала обычно превосходит полосу пропускания резонатора, поэтому, когда поглощение устранено индуцированным излучением, осциллограмма для согласованного резонатора имеет вид, показанный пунктиром. Дальнейшее увеличение мощности накачки приводит к появлению мощности, отраженной от резонатора, которая на осциллограмме (II) равна падающей мощности; наконец, как показано на осциллограмме (III), имеет место усиление.

Были выдвинуты многочисленные соображения [71, 408, 427, 431, 518, 619] относительно выбора параметров резонаторных мазеров, необходимых для получения оптимальных значений коэффициента усиления, полосы пропускания и коэффициента шума. Для одноплечего мазера отражательного типа коэффициент усиления по мощности равен

$$g_P = \left[ \frac{1}{Q_i} + \left( \frac{1}{|Q_m|} - \frac{1}{Q_u} \right) \right]^2 \left[ \frac{1}{Q_i} - \left( \frac{1}{|Q_m|} - \frac{1}{Q_u} \right) \right]^{-2}, \quad (17.99)$$

а полоса пропускания

$$\nu_b = \nu_s \left[ \frac{1}{Q_i} - \left( \frac{1}{|Q_m|} - \frac{1}{Q_u} \right) \right] \left( 1 + \frac{Q_s}{|Q_m|} \right)^{-1}, \quad (17.100)$$

где  $Q_s = \pi \nu_s \tau_2 = \nu_s / \nu_m$  является добротностью, связанной с шириной  $\nu_m$  резонансной линии материала.

Величина

$$\nu_b (g_P^{1/2} - 1) = 2\nu_s \left( \frac{1}{|Q_m|} - \frac{1}{Q_u} \right) \left( 1 + \frac{Q_s}{|Q_m|} \right)^{-1} \quad (17.101)$$

для данной частной системы является постоянной. При разумных практических условиях, когда  $g_P \gg 1$  и  $Q_m \ll Q_u$ , уравнение (17.101) сводится к

$$g_P^{1/2} \nu_b \simeq 2\nu_s / (|Q_m| + Q_s). \quad (17.102)$$

Если накачка мазера достаточно эффективна, то  $Q_m \ll Q_s$  и

$$g_P^{1/2} \nu_b \simeq 2\nu_s / Q_s = 2/\pi\tau_2 = 2\nu_m. \quad (17.103)$$

Для  $g_p = 100 v_b$  составляет таким образом 0,2 от ширины резонансной линии. Нормированная полоса пропускания мазера приведена на рис. 17.22, а в зависимости от коэффициента усиления для предполагаемого примера, когда  $Q_s = Q_m/1,5$ ; сплошная линия представляет вычисления по уравнению (17.101), а пунктирная — по (17.102). Двухплечий мазер проходного типа обладает произведением  $g_p^{1/2} v_b$ , которое равно только половине соответствующего произведения у мазера отражательного типа.

Когда материал находится в состоянии излучения, то его полное сопротивление изменяется в двух направлениях: помимо того, что

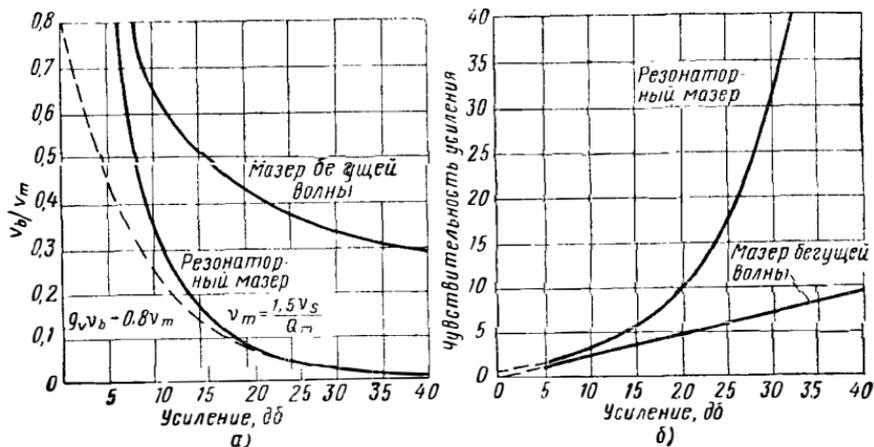


Рис. 17. 22. Рабочие характеристики мазеров с тремя уровнями:

а — зависимость полосы пропускания от коэффициента усиления; б — отношение чувствительности усиления к коэффициенту усиления. (См. [127].)

резистивная составляющая становится отрицательной, реактивная составляющая в зависимости от частоты меняет знак. Второе обстоятельство может быть использовано для получения таких значений коэффициента усиления и полосы пропускания, которые превосходят ограничения, налагаемые обычной теорией цепей [270]. В работах [454, 534] рассмотрен выбор оптимальной ширины линии в мазерах.

Очень важным в усилителях такого рода является чувствительность усиления к небольшим изменениям степени инверсий, измеряемым величиной  $Q_m$ . Мерой этой чувствительности усиления может служить отношение относительных изменений коэффициента усиления к  $Q_m$ . Для резонаторного мазера это отношение равно  $g_p^{1/2}$ , а его значения для различных коэффициентов усиления графически показаны на рис. 17.22, б. Чувствительность по усилению и полоса пропускания связаны обратно пропорциональной зависимостью; широкая полоса пропускания обеспечивает устойчивую работу мазера. На практике стабильность усиления достигается за счет регулирова-

ния температуры и соответствующего насыщения накачки. Характеристики можно улучшить и путем каскадного включения, в результате чего получается многорезонаторный мазер [432]. Для  $N$  симметрично настроенных резонаторов произведение коэффициента усиления на полосу пропускания возрастает в  $(2^{1/N} - 1)^{1/2}$  раз, в то время как логарифмическая производная общего коэффициента усиления при резонансе в значениях восприимчивости  $\chi$  выражается

$$\frac{dg_p}{g_p} = (g_p^{1/2N} - g_p^{-1/2N}) \frac{dx}{\chi}. \quad (17.104)$$

Очевидно, восемь резонаторов довольно близко воспроизводят поведение структуры с бегущей волной ( $N = \infty$ ).

Большинство применяемых на практике мазеров являются одноплечими устройствами, поэтому необходимы средства для

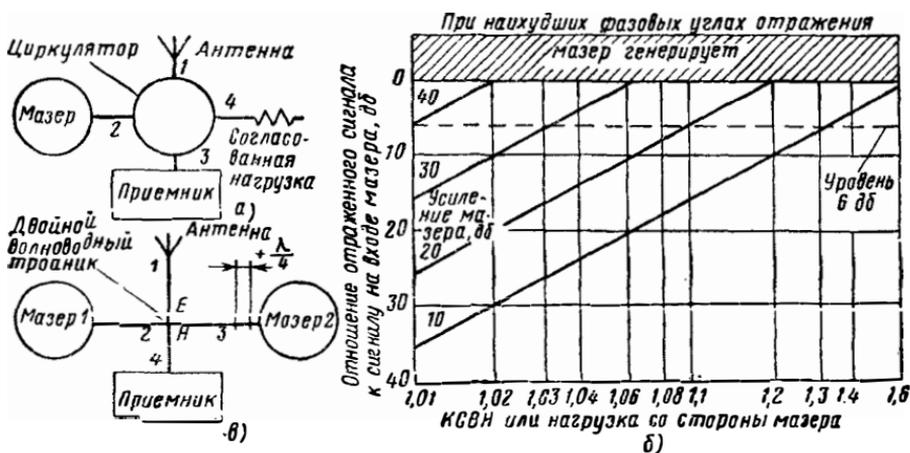


Рис. 17. 23. Невзаимные системы для резонаторных мазеров:

а — схема с циркулятором; б — влияние нагрузки на стабильность мазера; в — балансная схема усилителя. (См. [15, 26].)

разделения входной и выходной мощностей. Такое разделение просто осуществляется с помощью циркулятора, как показано на рис. 17.23, а. При этом достигается еще и то преимущество, что шумы нагрузки приемника с комнатной температурой не проходят непосредственно в мазер. Помимо собственной шумовой температуры мазера  $T_{NM}$  в эффективную шумовую температуру входят слагаемые:  $T_{NR}/g_p$ , учитывающее шумы приемника;  $T_{LA}$ , учитывающее шумы согласованной нагрузки, отраженные от антенны;  $T_{LM}$ , обусловленные шумами, проходящими между плечами 2 и 4 циркулятора;  $T_{RM}$ , обусловленные шумами приемника, проходящими между плечами 3 и 2;  $aT_0$ , определяемое диссипативными потерями в фидере между антенной и мазером. Эффективная шумовая температура

на зажимах антенны с собственной шумовой температурой  $T_A$  становится равной

$$T_N = T_A + T_{LA} + a(1-a)^{-1} T_0 + (1-a)^{-1} (T_{RM} + T_{LM} + T_{NM} + T_{NR}/g_P). \quad (17.105)$$

Если развязка циркулятора равна 25 дБ, а нагрузка и приемник находятся при комнатной температуре, то  $T_{LM}$  и  $T_{RM}$  примерно равны каждая  $1^\circ$  К. При КСВН антенны 1,1  $T_{LA}$  также равна  $1^\circ$  К. Практически в шумы мазеров с большим усилением значительную долю вносят диссипативные потери, включая потери в циркуляторе.

Одноплечие мазеры будут испытывать изменения коэффициента усиления и могут даже генерировать в зависимости от условий нагрузки вследствие попадания части отраженного усиленного сигнала обратно в мазер. На рис. 17.23, б представлен расчетный график [15] отношения уровня отраженного усиленного сигнала к входному сигналу в зависимости от полного сопротивления нагрузки, точнее от КСВН, причем в качестве параметра взят коэффициент усиления мазера в децибелах. Заштрихованные области относятся к таким соотношениям между КСВН и коэффициентом усиления мазера, при которых мазер генерирует. Допустимые значения КСВН могут быть увеличены, если контролировать фазу коэффициента отражения. Можно учесть отражения от всех узлов, включая антенну и приемник, изолированные с помощью циркулятора.

Пользуясь балансной схемой [26] мазера, представленной на рис. 17.23, в, можно избежать применения циркуляторов, которые, как правило, громоздки и на сверхвысоких частотах имеют большие вносимые потери. Мощность сигнала, входящая в плечо 1 двойного волноводного тройника, делится поровну между плечами 2 и 3, а затем усиливается мазерами и отражается. Если подобрать параметры мазеров и длины соединительных плеч таким образом, чтобы в месте сочленения отраженные волны находились бы в противофазе, то они будут комбинироваться и через плечо 4 попадут на приемник. Шум от приемника также делится пополам между плечами 2 и 3 и затем после усиления излучается антенной. В идеальном случае коэффициент усиления, уровень шума и полоса пропускания остаются такими же, как и у одиночного мазера с идеальным циркулятором.

Успешная работа мазера на твердом теле впервые получена [389, 390, 391] при использовании 0,5%  $Gd^{3+}$  в  $La(C_2H_5SO_4)_3 \cdot 9H_2O$ . Резонатор имел вид четвертьволнового отрезка полосковой линии с колебаниями типа ТЕМ при частоте сигнала 9,06 ГГц и прямоугольного объемного резонатора с колебаниями вида  $TE_{01}$  при частоте накачки 17,52 ГГц. Мощность накачки соответствовала переходу между уровнями 2 и 4 (из восьми возможных). Введение  $Ce^{3+}$  в концентрации 0,2% обеспечивало отношение времен  $\tau_1$  для соседних переходов 10:1; усиление получалось на частоте, соответствующей переходу между уровнями 3 и 2. Постоянное магнит-

ное поле в 2850 э было приложено под углом  $17^\circ$  к оси кристалла и под углом  $45^\circ$  к направлению высокочастотных магнитных полей сигнала и накачки, что является компромиссным решением. При коэффициенте заполнения 0,08, рабочей температуры  $1,2^\circ \text{K}$  и мощности накачки 100 мвт возникали колебания, мощность которых возрастала до 20 мвт, когда мощность накачки увеличивалась до 240 мвт.

В резонаторном лазере с рубином был успешно использован [296] режим работы с двойной симметричной накачкой (push-pull); частоты сигнала и накачки составляли соответственно 9,22 и 24,2 Гцц при постоянном поле 4230 э. Этот режим работы был применен также и в перестраиваемых лазерах [174]; в частном образце [312] кри-

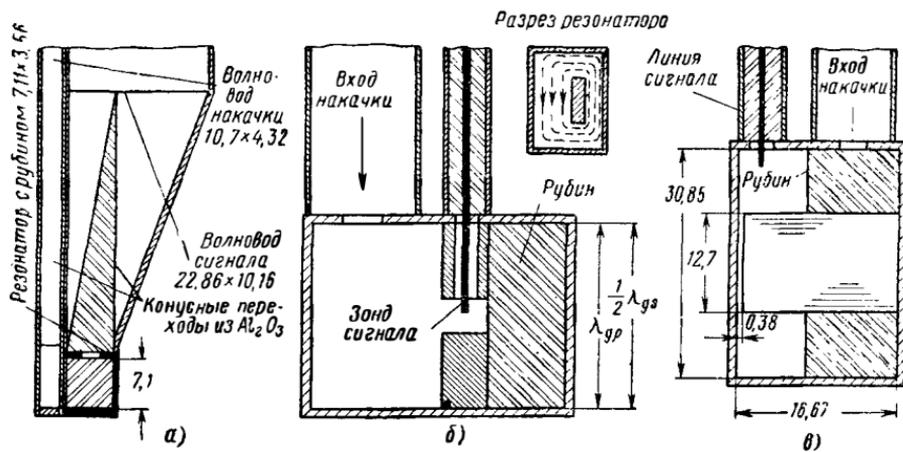


Рис. 17. 24. Резонаторные лазеры на твердом теле:

а — волноводный для 9,5 Гцц; б — коаксиальный для 3 Гцц; в — коаксиальный для 1,38 Гцц. (См. [294, 90, 25].)

сталл размерами  $1 \times 1 \times 0,5$  см был расположен в одном из концов резонатора. Другой конец резонатора замыкался подвижным плунжером, обеспечивающим возможность перестройки; сигнал и накачка подводились через щели. Произведение полосы пропускания на коэффициент усиления составляло 43 и 65 Мцц при температуре ванны соответственно  $4,2$  и  $1,5^\circ \text{K}$ .

Типичный волноводный резонатор для усилительного лазера [160, 294] диапазона 8,6—9,5 Гцц показан на рис. 17.24, а. Резонатор размерами  $7,11 \times 7,11 \times 3,56$  мм был образован [108] серебряным покрытием кристалла 0,05%-ного рубина требуемого размера. В режиме двойной накачки при температуре ванны  $4,2^\circ \text{K}$  произведение коэффициента усиления на полосу пропускания составляло 36 Мцц. Такой режим работы дает возможность получить усиление при  $60^\circ \text{K}$ ; на частоте 9,3 Гцц произведение коэффициента усиления на полосу пропускания составляло 3,8 Мцц. Рубин также нашел применение и в других лазерах [86]; один из них ра-

ботаает [17] при низком магнитном поле; в другом при работе на гармониках частота накачки ниже частоты сигнала. [18, 565]. В мазерах для частот 3 Гц и ниже обычно используют коаксиальные резонаторы [566]. Кроме того, на существующих материалах трудно осуществим режим двойной накачки, поэтому ориентация кристалла выбирается такой, чтобы можно было применить высокие частоты накачки. В ранних образцах мазера был использован [291] цилиндрический резонатор; применялся кристалл  $K_3Co(CN)_6$  с 1/2%  $Cr^{3+}$ ; частота накачки составляла около 9 Гц.

Для резонатора [90, 91], показанного на рис. 17.24, б, частоты сигнала и накачки были соответственно 3 и 14,5 Гц. Большой коэффициент заполнения достигался путем расположения 0,05% рубинового кристалла в области максимума высокочастотного магнитного поля. Приложенное поле равнялось 2900 э. При 1,6° К произведение коэффициента усиления на полосу пропускания составляло 55 Мц, что соответствовало  $Q_m$  порядка 100. В другом случае частота накачки была равна 26 Гц, при этом достигались более хорошие характеристики за счет соответствующего увеличения мощности насыщения. Параллельная накачка давала возможность [243] получить произведение коэффициента усиления на полосу пропускания порядка 40 Мц при 4,2° К,  $\nu_s = 4,08$  Гц,  $\nu_p = 14,0$  Гц и  $H_0 = 750$  э для рубина с  $\theta = 90^\circ$ .

В мазере с тремя уровнями [25] для 1,382 Гц нашел применение резонатор проходного типа, показанный на рис. 17.24, в. Был получен коэффициент заполнения 0.5. При использовании 1/2%  $Cr^{3+}$  в  $K_3Co(CN)_6$  и частоте накачки 9,07 Гц произведение коэффициента усиления на полосу пропускания было равно 1,75 Мц при 1,25° К. Мазер работал в поле 1200 э, составляющем с осью  $a$  угол 18°, а с осью  $b$  кристалла — 90°. Мощность насыщения равнялась 28 мвт. Тот же самый материал и такая же частота сигнала [21] использовались в мазере, у которого ось  $b$  была компланарна векторам переменного и постоянного (магнитных) полей, а ось  $a$  составляла угол 35° с последним. Кристалл объемом 1 см<sup>3</sup> был расположен в конце прямоугольного резонатора, в котором поддерживались колебания вида  $TE_{102}$  на частоте накачки 8 Гц и который содержал четвертьволновый полосковый резонатор для сигнала. При температуре 1,6° К и добротности резонатора сигнала около 2000, начиная с уровня мощности накачки 9 мвт, в мазере возникали колебания. В режиме усиления при увеличении входной мощности до 0,02 мвт коэффициент усиления падал с 10 до 8 дб.

Изучена также работа мазеров в диапазоне 1,42 Гц [55]. Для рубина с ориентацией поля под 90° к оси  $b$  было получено функционирование [16] в диапазоне по крайней мере 0,85—2,0 Гц; в цепях сигнала использовались колебания типа ТЕМ, а в цепях накачки — колебания типа ТЕ. Кристалл весом 100 карат с примесью хрома при концентрации 0,05% давал коэффициент заполнения 0,85. На частоте 1,75 Гц произведение коэффициента усиления на полосу пропускания составляло 37,5 и 20 Мц при температурах соответствен-

но 1,5 и 4,2% К. Частота накачки составляла 11,795 Гц, а приложенное поле равнялось 2100 э. Такой мазер вместе с циркуляторами конструктивно был выполнен в пакетном виде [19].

Были разработаны мазеры для ультравысоких частот; один из образцов [488] перестраивался в диапазоне 0,38—0,45 Гц. При ориентации рубина 90° и накачке между уровнями  $+^{1/2}$  и  $+^{3/2}$  уровни сигнала были  $M = +^{1/2}$  и  $M = -^{1/2}$  на частоте 11,8 Гц. Кристалл объемом 4 см<sup>3</sup> был расположен в центре объемного резонатора, заполненного тефлоном, в котором на частоте накачки возбуждались колебания вида TE<sub>011</sub>. При поле 70 э и температуре 1,7° К произведение коэффициента усиления на полосу пропускания составляло 0,6 Мгц. В другом мазере был применен [245, 246] резонансный контур на сосредоточенных постоянных при частоте сигнала 0,3 Гц. Для 0,5% Cr<sup>3+</sup> в K<sub>3</sub>Co(CN)<sub>6</sub> частота накачки при поле 60 э составляла 5,3 Гц; насыщение при температуре 1,6° К достигалось при мощности 10 мвт. Цилиндрический резонатор для частоты накачки работает в режиме колебаний TE<sub>112</sub>. Вывод сигнала осуществлялся через настроенную петлю; вследствие низкого магнитного поля петля может быть покрыта свинцом и в условиях сверхпроводимости обеспечивалась добротность около 10 000. Кристалл располагался внутри петли, что давало коэффициент заполнения 0,5 и произведение коэффициента усиления на полосу пропускания 0,3 Мгц.

Для работы мазера в нулевом поле был применен [244] корунд, легированный железом. Расщепление уровней, соответствующее частоте 12,07 Гц, позволяло осуществлять на этой частоте усиление при частоте накачки 31,2 Гц. Насыщение происходит при мощности накачки 10 мвт, температуре 4,2° К и номинальной концентрации ионов Fe<sup>3+</sup>, равной 0,1%. Для заполненного резонатора, образованного серебряным покрытием кристалла, произведение коэффициента усиления на полосу пропускания равнялось 15 Мгц при следующих рабочих условиях: угол поля в 120 э составлял 20°, частоты сигнала и накачки были соответственно 12,3 и 31,8 Гц. Титанат, легированный Cr<sup>3+</sup>, использовался в мазерах на 9 Гц при частоте накачки 34 Гц [166, 167]. С титанатом, легированным Fe<sup>3+</sup>, была осуществлена работа [157] в области миллиметровых волн. Вследствие высокой диэлектрической постоянной кристалл размером, например, 0,66 × 3,8 × 8,9 мм обеспечивал достаточное количество резонансных видов колебаний. При накачке на частоте 70,4 Гц за счет изменения величины и ориентации магнитного поля было получено усиление сигнала в диапазоне 33,7—36,1 Гц. Подобным же образом была осуществлена работа и в диапазоне 49—57 Гц [631].

### 17.6.3. Усилители бегущей волны

Активный материал, помещенный в систему с бегущей волной, может вводить эквивалентное отрицательное сопротивление, так что образуется распространяющаяся волна с экспоненциально на-

растающей амплитудой. Коэффициент нарастания волны равен [37, 72]

$$\alpha = \frac{\omega_s}{2v_g} \left( \frac{1}{Q_m} - \frac{1}{Q_u} \right). \quad (17.106)$$

Общий коэффициент усиления по мощности для структуры длиной  $l$  равен  $e^{2\alpha l}$ , и если предположить, что  $Q_u \gg |Q_m|$ , что обычно бывает на практике, то с помощью уравнения (17.106) получаем следующее выражение для логарифмического коэффициента усиления:

$$g_L = 10 \log g_P = 27 \frac{l}{\lambda_0} \frac{c}{v_g} \frac{1}{Q_m}. \quad (17.107)$$

Полоса пропускания мазера бегущей волны уменьшается по мере увеличения коэффициента усиления вследствие экспоненциального характера усиления. Величина, обратная  $|Q_m|$ , достигает максимума на частоте, резонансной для перехода сигнала, и спадает при удалении от нее по закону, определяемому коэффициентом формы выражения  $[1 + (\tau_2 \Delta \omega_s)^2]^{-1}$ . Для полосы пропускания получено выражение [71]

$$v_b = \left[ \frac{\log 2}{\log \frac{1}{2} g_P + |Q_m| \log g_P / (Q_u - |Q_m|)} \right]^{1/2} \frac{1}{\pi \tau_2}, \quad (17.108)$$

где значения  $g_P$  и  $Q_m$  берутся на частоте  $\nu_s$ . Если, как и ранее, предположим, что  $Q_u \gg |Q_m|$ , то выражение для полосы пропускания по уровню 3 дБ принимает вид

$$v_b = v_m [3/(g_L - 3)]^{1/2}, \quad (17.109)$$

где  $g_L$  — коэффициент усиления в децибелах. На рис. 17.22, а приведен график отношения  $v_b/v_m$  в зависимости от коэффициента усиления, причем предполагается, что значения  $Q_m$  такие же, как у резонаторного мазера. Нетрудно видеть, что полоса пропускания мазера бегущей волны превосходит полосу резонансного мазера, особенно при больших коэффициентах усиления. Чувствительность усиления определяется величиной  $\ln g_P$ , а из рис. 17.22, б следует, что и в этом отношении мазер бегущей волны имеет преимущество [127].

Исследование уравнения (17.107) показывает, что при данном общем коэффициенте усиления длина структуры уменьшается с уменьшением групповой скорости; это происходит по той причине, что становится более эффективной связь между высокочастотным полем и парамагнитными спинами. На миллиметровых волнах достаточно низкая групповая скорость может быть получена в результате заполнения волновода материалом с мазерными свойствами, так чтобы  $v_g \simeq c/\sqrt{\epsilon}$ . В мазерах сантиметрового диапазона коэффициент замедления должен быть порядка 50—100, и поэтому они нуждаются

в замедляющих структурах. Так как в материале мазера переходы происходят по существу для сигнала с круговой поляризацией, то использование структур, имеющих конечные области, соответствующие правильному знаку круговой поляризации, дает возможность получить однонаправленное усиление. Для распространения в противоположном направлении связь между спинами и высокочастотным полем будет отсутствовать и коэффициент усиления равен нулю. Дальнейшее усовершенствование может быть достигнуто за счет введения магнитного материала, расположенного таким образом, что поглощается только обратная волна. Поглощающий материал

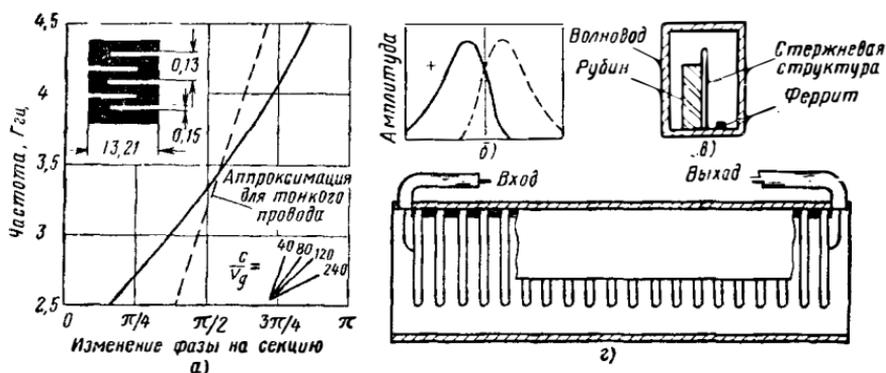


Рис. 17. 25. Мазер бегущей волны на твердом теле:

а — меандровая замедляющая структура; б — распределение высокочастотного магнитного поля; в — поперечное сечение структуры; г — общий вид мазера для частоты 6 Гц. (См. [90. 127].)

может быть парамагнитным при условии, что тепловое равновесие не нарушается за счет мощности накачки, или же ферромагнитным.

Одной из возможных замедляющих структур является линия типа меандр. Если линия намотана из тонкой проволоки, то диаграмма  $\omega - \beta$  имеет вид, показанный пунктирной линией на рис. 17.25, а; результаты действия геометрического замедления на  $v_g$  и  $v_p$  одинаковы. Диаграмма для тонкой ленты с узкими поперечными чередующимися щелями показана сплошной линией. Достаточные коэффициенты замедления достигаются при использовании изолирующего слоя на медной подложке, при этом можно получить значение коэффициентов 50 и 100 для диапазона частот соответственно 50 и 25%. Распределение высокочастотного магнитного поля в поперечном сечении такой структуры показано на рис. 17.25, б, где сплошная и пунктирная линии относятся к разным знакам круговой поляризации. Поле в центре поляризовано линейно, по мере удаления от оси поляризация в плоскости поперечного сечения постепенно переходит в круговую. Амплитуда поля становится незначительной при удалении на расстояние, равное двум-трем поперечным размерам. При использовании рубина с температурой 1,6° К, расположенного на одной

из сторон линии, и частоте накачки  $14,5 \text{ Гц}$  линия длиной  $4,3 \text{ см}$  давала [90] на частоте  $3 \text{ Гц}$  усиление  $10 \text{ дБ}$  с полосой пропускания  $25 \text{ МГц}$ ; поле величиной  $2900 \text{ э}$  было ориентировано под углом  $90^\circ$  к оси  $c$  кристалла. Замедляющая структура расположена в прямоугольном волноводе, вдоль по которому распространяется мощность накачки в виде быстрой волны.

Гребенчатая структура, показанная на рис. 17.25, в, была применена в первой удачной конструкции мазера бегущей волны для  $6 \text{ Гц}$  [127]; устройство в сборке с входными и выходными зажимами показано на рис. 17.25, г. В одном из образцов, использующем этилсульфат гадолиния, легированный Се, величина  $Q_m$  при  $1,6^\circ \text{ К}$  составляла  $170$ , коэффициент усиления был равен  $4,774 \text{ дБ/см}$ , а ширина резонансной линии материала составляла  $30 \text{ МГц}$ .

Другой мазер, использующий  $0,05\% \text{ Cr}^{3+}$  в  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , давал общее прямое усиление  $23 \text{ дБ}$  и общие обратные потери  $29 \text{ дБ}$  в структуре длиной  $127 \text{ мм}$ , причем полоса пропускания составляла  $25 \text{ МГц}$ . Гребенчатая структура была также применена [438] на частоте  $3 \text{ Гц}$  при использовании рубина с ориентацией  $90^\circ$ ; структура, состоящая из  $100$  секций, давала усиление  $10 \text{ дБ}$  в полосе частот  $90 \text{ МГц}$ , причем температура ванны составляла  $4,2^\circ \text{ К}$ . Для обеспечения высокой степени взаимности с одной стороны гребенки был расположен брусок поликристаллического граната, вырезанный таким образом, чтобы были выполнены условия ферромагнитного резонанса. Гребенка длиной  $47,6 \text{ мм}$  была применена [329] в нескольких пере-страиваемых мазерах. При рабочем угле  $90^\circ$  по мере уменьшения частоты сигнала матричные элементы становятся все в большей степени линейно-поляризованными, и можно получить значительное увеличение коэффициента усиления, располагая рубиновый материал по обеим сторонам гребенки. Изменяя частоту накачки и приложенное поле, можно перекрыть без механической подстройки диапазоны  $1,12\text{—}1,37$ ;  $1,85\text{—}2,15$  и  $2,1\text{—}2,4 \text{ Гц}$ . Был разработан также другой тип мазера бегущей волны для  $6 \text{ Гц}$  [162], а в мазере на частоте  $9,6 \text{ Гц}$  была применена лестничная линия.

Расположение парамагнитного материала по обеим сторонам замедляющей структуры уменьшает поперечные размеры и приводит к более эффективному использованию матричных элементов с некруговой поляризацией. Кроме того, соответствующим изменением формы поперечного сечения можно изменять предельную частоту. Используя эти особенности на частоте  $2,39 \text{ Гц}$ , было достигнуто [607] усиление  $36 \text{ дБ}$  в полосе частот  $13 \text{ МГц}$ . Если диэлектрическая постоянная материала достаточно высока, то нужда в замедляющей структуре отпадает; в частности, рутил, легированный  $\text{Cr}^{3+}$ , помещенный в прямоугольный волновод, давал значительное усиление на частоте  $9 \text{ Гц}$ . Для увеличения полосы пропускания при ступенчатой настройке магнитное поле создается с заранее вычисленной неоднородностью. При накачке по всей длине линии [617] трудностей не встречается, но отдельные части парамагнитного материала становятся на частоте сигнала относительно неактивными; другими

словами, коэффициент заполнения уменьшается, и, следовательно, для получения данного коэффициента усиления требуется более длинная структура. Хотя уровень шума из-за потерь в структуре при температурах ниже  $4^{\circ}\text{K}$ , весьма низок, желательно обеспечить достаточное усиление во всем рабочем диапазоне по возможности в одном из первых каскадов. Ступенчатая настройка позволяет получить [567] на частоте  $3\text{ Гц}$  полосу пропускания  $100\text{ Мц}$ .

Шумовые характеристики мазера бегущей волны можно рассчитать [72] таким же образом, как и резонаторных мазеров. Было найдено, что мазер для  $5,8\text{ Гц}$  с коэффициентом усиления  $20\text{ дБ}$  и полосой пропускания  $25\text{ Мц}$  имеет [129] шумовую температуру  $10,7^{\circ}\text{K}$ . Составляющая шумов собственно мазера определяется спиновой температурой  $1,7^{\circ}\text{K}$  и отношением коэффициента усиления в спиновой системе к потерям в схеме при температуре ванны  $1,6^{\circ}\text{K}$ . В сумме получается шумовая температура  $2,4^{\circ}\text{K}$ , и, таким образом, общая измеренная температура включает значительную составляющую, определяемую потерями в схеме.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. A b r a g a m, A., and P r o c t o r, N. G.: «Spin Temperature», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 1441.
2. A d a m s, D. K.: «An Analysis of Four-Frequency Nonlinear Reactance Circuits», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MTT-8**, p. 274.
3. A d l e r, R.: «Parametric Amplification of the Fast Electron Wave», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 1300.
4. A d l e r, R., H r b e k, G., and W a d e, G.: «A Low-Noise Electron-Beam Parametric Amplifier», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 1756.
5. A d l e r, R., H r b e k, G., and W a d e, G.: «The Quadrupole Amplifier, a Low-Noise Parametric Device», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 1713.
6. A d l e r, R., and W a d e, G.: «Beam Refrigeration by means of Large Magnetic Fields», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 1201.
7. A g d u r, N. B.: «Experimental Investigation of Noise Reduction in Travelling-Wave Tubes», *Chalmers Tekn. Hogsk. Handl.*, 1954, No. 139, p. .
8. A h e r n, S. A.: «Solid-State Maser Amplifiers», *Electronic Technol.*, 1960, **37**, p. 59.
9. A l l a i s, E.: «Study of the Dynamic High-Field Polarization and the Construction of an Auto-Oscillator of the Maser Type», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, **246**, p. 3608.
10. A l l e n, D. H. O., and W i n w o o d, J. M.: «A Low-Noise Travelling-Wave-Tube Amplifier for the 4000-Mc/s Communications Band», *J. Brit. I.R.E.*, 1957, **17**, p. 75.
11. A l s o p, L. E., G i o r d m a i n e, J. A., T o w n e s, C. H., and W a n g, T. C.: «Measurement of Noise in a Maser Amplifier», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 1450.
12. A n d e r s o n, J. M.: «Possible Low-Noise Electron-Beam Plasma Amplifier», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1624.
13. A n d e r s o n, P. W.: «The Reaction Field and its Use in some Solid-State Amplifiers», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 1049.
14. A n g e l, Y., and B o u t r y, G. A.: «Parametric Amplifiers and Cancellation of Ferromagnetic Hysteresis by Orthogonal Polarization», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1959, **248**, p. 384.
15. A r a m s, F. R., and K r a y e r, G.: «Design Considerations for Circulator Maser System», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 912.

16. A r a m s, F. R., and O k w i t, S.: «Tunable L-Band Ruby Maser», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 992.
17. A r a m s, F. R.: «Low-Field X-Band Ruby Maser», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 1373.
18. A r a m s, F. R.: «Maser Operation with Signal Frequency Higher than Pump Frequency», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 108.
19. A r a m s, F. R., and O k w i t, S.: «Packaged Tunable L-Band Maser System», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 866.
20. A r o n, R., and S a r d, E. W.: «Gain — Bandwidth Relations in Negative-Resistance Amplifiers», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 355.
21. A r t m a n, J. O., B l o e m b e r g e n, N., and S h a p i r o, S.: «Operation of Three-Level Solid-State Maser at 21 cm», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 1392.
22. A s h k i n, A.: «Parametric Amplification of Space-Charge Waves», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 1646.
23. A s h k i n, A., L o u i s e l l, W. H., and Q u a t e, C. F.: «Fast-Wave Couplers for Longitudinal-Beam Parametric Amplifiers», *J. Electronics Control*, 1959, **7**, p. 1.
24. A s h k i n, A., B r i d g e s, T. J., L o u i s e l l, W. H., and Q u a t e, C. F.: «Parametric Amplification of Space-Charge Waves», *Proc. I.E.E.*, **105B**, Sup. No. 11, p. 649.
25. A u t t l e r, S. H., and M c A v o y, N.: «21-Centimetre Solid-State Maser», *Phys. Rev.*, 1958, **110**, p. 280.
26. A u t t l e r, S. H.: «Proposal for a Maser-Amplifier System without Non-reciprocal Elements», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 1880.
27. B a k e r, J. M., H a y e s, W., and J o n e s, D. A.: «Paramagnetic Resonance of Impurities in CaF<sub>2</sub>», *Proc. Phys. Soc.*, 1959, **73**, p. 942.
- \*28. B a s o v, N. G., V e s e l a g o, V. G., and Z h a b o t i n s k i i, M. E.: «Improvement of the Quality of a Cavity Resonator by Means of Regeneration», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1955, **28**, p. 242.
- \*29. B a s o v, N. G., and P r o k h o r o v, A. M.: «Theory of Molecular-Beam Oscillator and Molecular-Beam Power-Amplifier», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1956, **30**, p. 560, and *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1955, **101**, p. 47.
- \*30. B a s o v, N. G., and P r o k h o r o v, A. M.: «Possible Methods of Obtaining Active Molecules», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1955, **28**, p. 249, and *Soviet Physics — JETP*, 1955, **1**, p. 184.
- \*31. B a s o v, N. G., V u l, B. M., and P o p o v, Y. M.: «Quantum-Mechanical Semiconductor Generators and Amplifiers of Electromagnetic Oscillations», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1959, **37**, p. 587.
32. B e a m, W. R.: «Interception Noise in Electron Beams at Microwave Frequencies», *RCA Rev.*, 1955, **16**, p. 551.
33. B e a m, W. R.: «Noise Wave Excitation at the Cathode of a Microwave Beam Amplifier», *Trans. I.R.E.*, 1957, **ED-4**, p. 226.
34. B e a m, W. R.: «Progress in Low-Noise Microwave-Tube Design», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 11, p. 790.
35. B e l l, C. V., and W a d e, G.: «Circuit Considerations in Travelling-Wave Parametric Amplifiers», *Wescon Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 2, p. 75.
36. B e n n e t t, W. R.: «A General Review of Linear Varying Parameter and Nonlinear Circuit Analysis», *Proc. I.R.E.*, 1950, **38**, p. 259.
37. B e r g m a n n, S. M.: «Three-Level Solid-State Maser», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 35.
38. B e r k, A. D., K l e i n m a n, L., and N e l s o n, C. E.: «Modified Semi-Static Ferrite Amplifier», *Wescon Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 3, p. 9.
39. B e r t e i n, F., and J e l e n s k i, A.: «The Transmission of Signals of any Form by means of a Degenerate Parametric Amplifier», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1960, **250**, p. 88.
40. B l e a n e y, B.: «A New Class of Materials for Bloembergen-Type Masers», *Proc. Phys. Soc.*, 1959, **73**, p. 937.

41. B l e a n e y, B., and S t e v e n s, K. W. H.: «Paramagnetic Resonance», *Rep. Progr. Phys.*, 1953, **16**, p. 108.
42. B l o c h, F.: «Nuclear Induction», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 460.
43. B l o c h, F., H a n s e n, W. W., and P a c k a r d, M.: «Nuclear Induction Experiment», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 474.
44. B l o e m b e r g e n, N., and P o u n d, R. V.: «Radiation Damping in Magnetic Resonance Experiments», *Phys. Rev.*, 1954, **95**, p. 8.
- \*45. B l o e m b e r g e n, N.: «Proposal for a New-Type Solid-State Maser», *Phys. Rev.*, 1956, **104**, p. 324.
46. B l o o m, S.: «Effects of Radiation Damping on Spin Dynamics», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 800.
47. B l o o m, S., and C h a n g, K. K. N.: «Theory of Parametric Amplification using Nonlinear Reactances», *RCA Rev.*, 1957, **18**, p. 578.
48. B l o o m, S., and C h a n g, K. K. N.: «Parametric Amplification using Lower-Frequency Pumping», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 594.
49. B l o o m, S., and P e t e r, R. W.: «A Minimum Noise Figure for the Travelling-Wave Tube», *RCA Rev.*, 1954, **15**, p. 252.
50. B l o o m, S.: «The Effect of Initial Noise Current and Velocity Correlation on the Noise Figure of Travelling-Wave Tubes», *RCA Rev.*, 1955, **16**, p. 179.
51. B o b i s c h, P., and S o n d h a u s s, C.: «The Influence of the Time-Dependent Series Resistance of a Capacitance Diode in a Mavar Up-Converter», *J. Electronics Control*, 1959, **7**, p. 344.
52. B o g l e, G. S., and S y m m o n s, H. F.: «Zero-Field Masers», *Austral. Phys. J.*, 1959, **12**, p. 1.
53. B o l e f, D. J., and C h e s t e r, P. F.: «Some Techniques of Microwave Generation and Amplification using Electron-Spin States in Solids», *Trans. I.R.E.*, 1958, **MTT-6**, p. 47.
54. B ö l g e r, B., and R o b i n s o n, B. J.: «On the Use of a Solid-State Maser as a Non-Reciprocal Amplifier», *Arch. Sci.*, 1958, **11**, p. 187.
55. B ö l g e r, B., R o b i n s o n, B. J., and U b b i n k, J.: «Some Characteristics of a Maser at 1420 Mc/s», *Physica*, 1960, **26**, p. 1.
56. B o s s a r d, B. B.: «Superregenerative Reactance Amplifier», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 1269.
57. B o w e r s, K. D., and O w e n, J.: «Paramagnetic Resonance II», *Rep. Progr. Phys.*, 1955, **18**, p. 373.
58. B o y d, C. R.: «Noise Figure Measurements relating the Static and Dynamic Cut-off Frequencies of Parametric Diodes», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 2019.
59. B r a n d, F. A., M a t t h e i, W. G., and S a a d, T.: «The Reactatron — a Low-Noise, Semiconductor Diode, Microwave Amplifier», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 42.
60. B r a u n s t e i n, R.: «Proposal for a Nuclear Quadrupole Maser», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 1195.
61. B r e i t z e r, D. I.: «Noise Figure of Tunnel-Diode Mixer», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 935.
62. B r i d g e s, T. J.: «A Parametric Electron-Beam Amplifier», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 494.
63. B r i d g e s, T. J., and A s h k i n, A.: «A Microwave Adler Tube», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 361.
64. B r o d z i n s k y, A., and M a c p h e r s o n, A. C.: «Maser Sensitivity Curves», *Electronics*, 1959, **32**, February 20th, p. 70.
65. B r y a n t, F. J., C o u l s o n, R. B., and F o w l e r, J. K.: «The Engineering of Low-Noise Travelling-Wave Tubes», *Brit. Comm. Electronics*, 1959, **6**, No. 1, p. 20.
66. B u c h m i l l e r, L. D., D e G r a s s e, R. W., and W a d e, G.: «Design and Calculation Procedures for Low-Noise Travelling-Wave Tubes», *Trans. I.R.E.*, 1957, **ED-4**, p. 234.
67. B u c h m i l l e r, L. D., and W a d e, G.: «Pumping to Extend Travelling-Wave-Tube Frequency Range», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 1420.

68. B u r k e, P. F. C., and P o h l, W. J.: «A 4000-Mc/s Low-Noise Travelling-Wave Tube», *Onde elect.*, 1957, 37, p. 65..
69. B u r k h a r d t, J. L.: «Inversion of Paramagnetic Resonance Lines in Irradiated Calcite», *Phys. Rev. Lett.*, 1959, 2, p. 149.
70. B u r r u s, C. A.: «Millimetre-Wave Esaki Diode Oscillators», *Proc. I.R.E.*, 1960, 48, p. 202A.
- \*71. B u t c h e r, P. N.: «Theory of Three Level Paramagnetic Masers — Parts 1—4», *Proc. I.E.E.*, 1958, 105B, Sup. No. 11, pp. 684, 691, 699 and 705.
72. B u t c h e r, P. N.: «An Introduction to the Theory of Solid-State Masers», *Proc. I.E.E.*, 1960, 107B, p. 341.
73. C a r r, H. V., and P u r c e l l, E. M.: «Effects of Diffusion on Free Precession in Nuclear Magnetic Resonance Experiments», *Phys. Rev.*, 1954, 94, p. 630.
74. C a r r o l l, J. E.: «A Simplified Derivation of the Manley and Rowe Power Relationships», *J. Electronics Control*, 1959, 6, p. 359.
75. C a r v e r, T. R., and S l i c h t e r, C. P.: «Polarization of Nuclear Spins in Metals», *Phys. Rev.*, 1953, 92, p. 212.
76. C a s s e d y, E. S.: «A Surface-Wave Parametric Amplifier», *Proc. I.R.E.*, 1959, 47, p. 1374.
77. C a u l t o n, M., and S t. J o h n, G. E.: «S-Band Travelling-Wave Tube with Noise Figure below 4 dB», *Proc. I.R.E.*, 1958, 46, p. 911.
78. C h a k r a b o r t i, N. B., and D i k s h i t, K. D.: «Some Possible Arrangements of Parametric Amplifiers employing Lower-Frequency Pumping», *Indian J. Phys.*, 1959, 33, p. 431.
79. C h a k r a b o r t i, N. B.: «Lower-Frequency-Pumping Electron-Beam Parametric Amplifier», *J. Electronics Control*, 1960, 8, p. 161.
80. C h a l k, G. O.: «An Electron-Beam Parametric Amplifier for the 200-Mc/s Region», *Proc. I.E.E.*, 1961, 108B, p. 125.
81. C h a n g, K. K. N., and B l o o m, S.: «A Parametric Amplifier using Lower-Frequency Pumping», *Proc. I.R.E.*, 1958, 46, p. 1383.
82. C h a n g, K. K. N.: «Harmonic Generation with Nonlinear Reactances», *RCA Rev.*, 1958, 19, p. 455.
83. C h a n g, K. K. N.: «Four-Terminal Parametric Amplifier», *Proc. I.R.E.*, 1959, 47, p. 81.
84. C h a n g, K. K. N.: «Analysis of a Four-Terminal Parametric Amplifier», *RCA Rev.*, 1959, 20, p. 205.
- \*85. C h a n g, K. K. N.: «Low-Noise Tunnel-Diode Amplifier», *Proc. I.R.E.*, 1959, 47, p. 1268.
- \*86. C h a n g, K. K. N.: «The Optimum Noise Performance of Tunnel-Diode Amplifiers», *Proc. I.R.E.*, 1960, 48, p. 107.
87. C h a n g, K. K. N., H e i l m e i e r, G. H., and P r a g e r, H. J.: «Low-Noise Tunnel-Diode Down-Converter having Conversion Gain», *Proc. I.R.E.*, 1960, 48, p. 854.
88. C h a n g, K. K. N.: «Theory of a Negative-Resistance Transmission-Line Amplifier with Distributed Noise Generators», *J. appl. Phys.*, 1960, 31, p. 871.
89. C h a n g, N. C.: «Parametric Amplification and Conversion in Propagating Circuits using Nonlinear Reactances», *Proc. I.R.E.*, 1959, 47, p. 2117.
90. C h a n g, W. S. C., C r o m a c k, J., and S i e g m a n, A. E.: «Cavity and Travelling-Wave Masers using Ruby at S-Band», *Wescon Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 1, p. 142.
91. C h a n g, W. S. C., C r o m a c k, J., and S i e g m a n, A. E.: «Cavity Maser Experiments using Ruby at S-Band», *J. Electronics Control*, 1959, 6, p. 508.
92. C h e s t e r, P. F., and B o l e f, D. I.: «Super-regenerative Masers», *Proc. I.R.E.*, 1957, 45, p. 1287.
93. C h e s t e r, P. F., W a g n e r, P. E., and C a s t l e, J. G.: «Two-Level Solid-State Maser», *Phys. Rev.*, 1958, 110, p. 281.

94. Chirlian, P. M.: «A Technique for Cascading Tunnel-Diode Amplifiers», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 1156.
95. Cicchetti, J. B., and Minushian, J.: «Noise Characteristics of a Backward-Wave Oscillator», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 3, p. 84.
96. Clarricoats, P. J. B.: «The Gain of Travelling-Wave Ferromagnetic Amplifiers», *Proc. I.E.E.*, 1960, **107C**, p. 165.
97. Clavier, P. A.: «Parametric and Pseudo-Parametric Amplifiers», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 1651.
98. Clavier, P. A.: «The Manley — Rowe Relations», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 1781.
- \*99. Clogston, A. M.: «Susceptibility of the Three-Level Maser», *J. Phys. Chem. Solids*, 1958, **4**, p. 271.
100. Cohen, S.: «Experimental Verification of Parametric Amplifier Excess Noise using Transformer Couplings», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 108.
101. Collins, S. A., Kyhl, R. K., and Strandberg, M. W. P.: «Spin — Lattice Relaxation from State of Negative Susceptibility», *Phys. Rev.*, **1959**, **2**, p. 88.
102. Combrisson, J., Honig, A., and Townes, C. H.: «Utilization of the Resonance of Electron-Spins for an Oscillator or Amplifier at Hyper Frequencies», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1956, **242**, p. 2451.
103. Combrisson, J., and Townes, C. H.: «Production and Amplification of Microwaves by Atomic Processes», *Onde elect.*, 1956, **36**, p. 989.
104. Conrad, G., Chang, K. K. N., and Hughes, R.: «The Diode-Loaded Helix as a Microwave Amplifier», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 939.
105. Convert, G.: «Experimental Low-Noise Amplifying Valve», *Ann. Radioelect.*, 1952, **7**, p. 225.
106. Cook, J. S., and Louisell, W. H.: «Travelling-Wave Tube Equations Including the Effects of Parametric Pumping», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 2016.
107. Cook, J. S., Louisell, W. H., and Quate, C. F.: «Space-Charge-Wave Parametric Amplifiers», *J. Electronics Control*, 1960, **8**, p. 1.
108. Cross, L. G.: «Silvered Ruby Maser Cavity», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1459.
109. Cuccia, C. L.: «The Electron Coupler», *RCA Rev.*, 1949, **10**, p. 270.
110. Cuccia, C. L.: «Parametric Amplification, Power Control, and Frequency Multiplication at Microwave Frequencies using Cyclotron-Frequency Devices», *RCA Rev.*, 1960, **21**, p. 228.
111. Cullen, A. L.: «A Travelling-Wave Parametric Amplifier», *Nature*, 1958, **181**, p. 332.
112. Cullen, A. L.: «Theory of the Travelling-Wave Parametric Amplifier», *Proc. I. E. E.*, 1960, **107B**, p. 101.
113. Cunningham, W. J.: «Parametric Amplifiers», *Amer. Scient.*, 1959, **47**, p. 480.
114. Currie, M. R.: «A New Type of Low-Noise Electron Gun for Microwave Tubes», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 911.
115. Currie, M. R., and Forster, D. C.: «Conditions for Minimum Noise Generation in Backward-Wave Amplifiers», *Trans. I. R. E.*, 1958, **ED-5**, p. 88.
116. Currie, M. R., and Forster, D. C.: «Low-Noise Tunable Pre-amplifiers for Microwave Receivers», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 570.
117. Currie, M. R., and Forster, D. C.: «Experiments on Noise Reduction in Backward-Wave Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 690.
118. Currie, M. R., and Forster, D. C.: «New Mechanisms of Noise Reduction in Electron Beams», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 94.
119. Currie, M. R., and Gould, R. W.: «Coupled-Cavity Travelling-Wave Parametric Amplifiers: Part I — Analysis», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1960.
120. Culler, C. C.: «Spurious Modulation of Electron Beams», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 61.

121. Cutler, C. C., and Quate, C. F.: «Verification of Transit Time Reduction of Noise», *Phys. Rev.*, 1950, **80**, p. 875.
122. Dacher, F.: «Theory of Diode Parametric Amplification», *Ann. Radioelect.*, 1960, **15**, p. 109.
123. Dahlke, W., Maurer, R., and Schubert, J.: «Theory of the Diode-Reactance Amplifier with Parallel Circuits», *Arch. elekt. Übertragung*, 1959, **13**, p. 321.
124. Damon, R. W.: «Theoretical Limitations to Ferromagnetic Parametric-Amplifier Performances», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 4.
125. Damon, R. W.: «How the Maser Works», *Aviation Week*, 1957, **67**, August 19th, p. 76, and August 26th, p. 91.
126. Danielson, W. E.: «Low Noise in Solid-State Parametric Amplifiers at Microwave Frequencies», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 8.
- \*127. DeGrasse, R. W., Schulz-DuBois, E. O., and Scovill, H. E. D.: «The Three-Level Solid-State Travelling-Wave Maser», *Bell Syst. tech. J.*, 1959, **38**, p. 305.
128. DeGrasse, R. W., and Wade, G.: «Microwave Mixing and Frequency Dividing», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1013.
129. DeGrasse, R. W., and Scovill, H. E. D.: «Noise Temperature Measurement on a Travelling-Wave Maser Preamplifier», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 443.
130. Denton, R. T.: «A Ferromagnetic Amplifier using Longitudinal Pumping», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 937.
131. Deutsch, S.: «Symmetrical Matrix Analysis of Parametric Amplifiers and Converters», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1595.
132. Dicke, R. H., and Romero, R. H.: «Pulse Techniques in Microwave Spectroscopy», *Rev. sci. Instrum.*, 1955, **26**, p. 915.
133. Dirac, P. A. M.: «Principles of Quantum Mechanics» (University Press, Cambridge, 1951).
134. Ditchfield, C. R.: «Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation», *Research*, 1959, **12**, p. 265.
135. Ditchfield, C. R., and Forrester, P. A.: «Maser Action in the Region of 60° K», *Phys. Rev. Lett.*, 1958, **1**, p. 448.
136. Donovan, R. E., and Vuylsteke, A. A.: «On the Possibility of Maser Action in Nuclear Quadrupole Systems», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 614.
137. Dousmanis, G. C., Duncan, R. C., Thomas, J. J., and Williams, R. C.: «Experimental Evidence for Carriers with Negative Mass», *Phys. Rev. Lett.*, 1958, **1**, p. 404.
138. Dousmanis, G.: «Proposal for Detection of Negative-Mass Carriers by Cyclotron Resonance», *Phys. Rev. Lett.*, 1958, **1**, p. 55.
139. Early, J. M.: « $P-N-P$  Variable Capacitance Diode Theory», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1905.
140. Edwards, C. F.: «Frequency Conversion by Means of a Nonlinear Admittance», *Bell Syst. tech. J.*, 1956, **35**, p. 1403.
141. Eichenbaum, A. L., and Peter, R. W.: «The Exponential Gun — a Low-Noise Gun for Travelling-Wave-Tube Amplifiers», *RCA Rev.*, 1959, **20**, p. 18.
142. Elsner, R., Pungs, L., and Steiner, K. H.: «Parametric Amplifiers», *Frequenz*, 1960, **14**, p. 59.
143. Endler, H., Berk, A. D., and Whirry, W. L.: «Relaxation Phenomena in Diode Parametric Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1375.
144. Eng, S. T., and Solomon, R.: «Frequency Dependence of the Equivalent Series Resistance for a Germanium Parametric-Amplifier Diode», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 358.
145. Engelbrecht, R. S.: «A Low-Noise Nonlinear-Reactance Travelling-Wave Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1655.
146. Esaki, L.: «New Phenomenon in Narrow Ge  $p-n$  Junctions», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 603.

147. Everhart, T. E.: «Concerning the Noise Figure of a Backward-Wave Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 444.
148. Ewen, H. I.: «A Thermodynamic Analysis of Maser Systems», *Microwave J.*, 1959, **2**, March, p. 41.
- \*149. Fain, V. M.: «The Saturation Effect in a System with Three Energy Levels», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1957, **33**, p. 1290.
150. Farmer, E. D.: «The Noise and Gain Properties of Molecular and Parametric Amplifiers», *J. Electronic Control*, 1959, **7**, p. 214.
151. Feher, G., Gordon, J. P., Buehler, E., Gere, E. A., and Thurmond, C. D.: «Spontaneous Emission of Radiation from an Electron Spin System», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 221.
152. Feher, G., and Scovill, H. E. D.: «Electron-Spin Relaxation Times in Gadolinium Ethyl Sulphate», *Phys. Rev.*, 1957, **105**, p. 760.
153. Feher, G., and Gere, E. A.: «Polarization of Phosphorous Nuclei in Silicon», *Phys. Rev.*, 1956, **103**, p. 501.
154. Fermi, E.: «Quantum Theory of Radiation», *Rev. mod. Phys.*, 1932, **4**, p. 87.
155. Feynman, R. P., Vernon, F. L., and Hellwarth, R. W.: «Geometrical Representation of the Schrödinger Equation for Solving Maser Problems», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 49.
156. Fisher, S. T.: «Theory of Single-Resonance Parametric Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1227.
157. Foner, S., and Momo, L. R.: «C. W. Millimetre-Wave Maser using  $\text{Fe}^{3+}$  in  $\text{TiO}_2$ », *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 742.
158. Foner, S., Momo, L. R., and Mayer, A.: «Multilevel Pulsed-Field Maser for Generation of High Frequencies», *Phys. Rev. Lett.*, 1959, **3**, p. 36.
159. Foner, S., and Kolm, H. H.: «Coils for the Production of High-Intensity Pulsed Magnetic Field», *Rev. sci. Instrum.*, 1957, **28**, p. 799.
160. Forward, R. L., Goodwin, F. E., and Kieffer, J. E.: «Application of a Solid-State Ruby Maser to an X-Band Radar System», *Wescor Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 119.
161. Fox, A. J.: «The Minimum Noise Figure of the Backward-Wave Amplifier», *J. Electronics Control*, 1959, **7**, p. 270.
162. From, W.: «The Maser», *Microwave J.*, 1958, **1**, No. 3, p. 18.
163. Gamba, A.: «Co-operative Phenomena in Quantum Theory of Radiation», *Phys. Rev.*, 1958, **110**, p. 601.
164. Garstens, M. A.: «Method for Calculating Simultaneous Resonance Conditions in a Three-Level Ruby Maser», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 976.
165. Geist, D.: «Can the Landau Levels of Free Carriers be Utilized for a Submillimetre-Wave Semiconductor Maser», *Z. Naturforsch.*, 1959, **14**, p. 752.
166. Gerritsen, H. J., and Lewis, H. R.: «Operation of a Chromium-Doped Titania Maser», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 608.
167. Gerritsen, H. J., Harrison, S. E., and Lewis, H. R.: «Chromium-Doped Titania as a Maser Material», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 1566.
168. Gerritsen, H. J., Harrison, S. E., Lewis, H. R., and Wittke, J. P.: «Fine Structure, Hyperfine Structure and Relaxation Times of  $\text{Cr}^{3+}$  in  $\text{TiO}_2$  (Rutile)», *Phys. Rev. Lett.*, 1959, **2**, p. 153.
169. Geusic, J. E.: «Paramagnetic Fine Structure Spectrum of  $\text{Cr}^{3+}$  in a Single Ruby Crystal», *Phys. Rev.*, 1956, **102**, p. 1252.
170. Geusic, J. E., Peter, M., and Schulz-DuBois, E. O.: «Paramagnetic Resonance Spectrum of  $\text{Cr}^{3+}$  in Emerald», *Bell Syst. tech. J.*, 1959, **38**, p. 291.
171. Geusic, J. E.: «Harmonic Spin Coupling in Ruby», *Phys. Rev.*, 1960, **118**, p. 129.

172. Geusic, J. E., Schulz-DuBois, E. O., DeGrasse, R. W., and Scovill, H. E. D.: «Three-Level Spin Refrigeration and Maser Action at 1.5 Gc/s», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1113.
173. Giacoletto, L. J., and O'Connell, J.: «A Variable-Capacitance Germanium-Junction Diode for U. H. F.», *RCA Rev.*, 1956, **17**, p. 68.
- \*174. Gianino, P. D., and Dominick, F. J.: «A Tunable X-Band Ruby Maser», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 260.
175. Gibbons, J. F., and Pearson, G. L.: «P—N—P Variable Capacitance Diodes», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 253.
176. Giordmaine, J. A., Alesop, L. E., Mayer, C. H., and Townes, C. H.: «A Maser Amplifier for Radio Astronomy at X-Band», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1062.
177. Goldstein, I.: «Interaction of Two Microwave Signals in a Ferroelectric Material», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1665.
178. Gordon, J. P., and White, L. D.: «Experimental Determination of the Noise Figure of an Ammonia Maser», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 1728.
179. Gordon, J. P., and White, L. D.: «Noise in Maser Amplifiers — Theory and Experiment», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1588.
180. Gordon, J. P., Zeiger, H. J., and Townes, C. H.: «The Maser — New Type of Microwave Amplifier, Frequency Standard and Spectrometer», *Phys. Rev.*, 1955, **99**, p. 1264.
181. Gordy, W., and Cowan, M.: «Proposed Molecular Amplifier and Coherent Generator for Millimetre and Submillimetre Waves», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 941.
182. Gould, R. W.: «Travelling-Wave Couplers for Longitudinal Beam-Type Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 419.
183. Grabowski, K. P., and Weglein, R. D.: «Coupled-Cavity Travelling-Wave Parametric Amplifiers: Part II — Experiments», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1973.
184. Greene, J. C., and Lombardo, P. P.: «Low-Noise 400-Mc/s Reactance Amplifiers», *Microwave J.*, 1959, **2**, May, p. 28.
185. Greene, J. C., and Sard, E. W.: «Optimum Noise and Gain—Bandwidth Performance for a Practical One-Port Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1583.
186. Greiffinger, C., and Birnbaum, G.: «Super-Radiation and Super-Regeneration», *Trans. I. R. E.*, 1959, **ED-6**, p. 288.
187. Grimm, H. H.: «Noise Temperature in a Radar System», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 246.
188. Groschwitz, E.: «On the Theory of Masers», *Z. Naturforsch.*, 1959, **14a**, p. 305.
189. Gutowsky, H. S., Meyer, L. H., and McClure, R. E.: «Apparatus for Nuclear Magnetic Resonance», *Rev. sci. Instrum.*, 1953, **24**, p. 644.
190. Hahn, E. L.: «Spin Echoes», *Phys. Rev.*, 1950, **80**, p. 580.
191. Hahn, E. L.: «Nuclear Induction due to Free Larmor Precession», *Phys. Rev.*, 1950, **77**, p. 297.
192. Handel, S.: «The Possibilities of the Tectron», *Brit. Commun. Electronics*, 1960, **7**, p. 282.
193. Harrison, S. W.: «A Low-Noise Travelling-Wave Tube», *Sylvania Technol.*, 1950, **3**, p. 12.
194. Harrison, S. W.: «On the Minimum Noise Figure of Travelling-Wave Tubes», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 227, and *Sylvania Technol.*, 1954, **7**, p. 123.
195. Hashimoto, T.: «Theoretical Consideration on the Output Power of Masers», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs. Japan*, 1959, **42**, p. 1193.
196. Hahn, R. D., and Osial, T. A.: «Gain Measurements on a Pulsed Ferromagnetic Microwave Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 586.
197. Haus, H. A.: «The Kinetic Power Theorem for Parametric, Longitudi-

- nal Electron-Beam Amplifiers», *Trans. I. R. E.*, 1958, **ED-5**, p. 225.
198. H a u s, H. A.: «Limitations on the Noise Figure of Microwave Amplifiers of the Beam Type», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, p. 238.
  199. H a u s, H. A.: «Noise in One-Dimensional Electron Beam», *J. appl. Phys.*, 1955, **26**, p. 560.
  200. H a u s, H. A., and R o b i n s o n, F. N. H.: «The Minimum Noise Figure of Microwave Beam Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, pp. 981 and 1101.
  201. H e f f n e r, H., and K o t z e b u e, K.: «Experimental Characteristics of a Microwave Parametric Amplifier using a Semiconductor Diode», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1301.
  202. H e f f n e r, H., and W a d e, G.: «Minimum Noise Figure of a Parametric Amplifier», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 1262.
  203. H e f f n e r, H., and W a d e, G.: «Gain, Bandwidth, and Noise Characteristics of the Variable-Parameter Amplifier», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 1321.
  204. H e f f n e r, H.: «Maximum Efficiency of the Solid State Maser», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1289.
  205. H e f f n e r, H.: «Solid-State Microwave Amplifiers», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 83.
  206. H e f f n e r, H.: «Masers and Parametric Amplifiers», *Microwave J.*, 1959, 2, March, p. 33, and *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, pt 3, p. 3.
  207. H e f i n i, I.: «Self-Quenching in Super-regenerative Parametric Amplifiers», *Electronic Engng*, 1959, **31**, p. 559.
  208. H e i l m e i e r, G. H.: «An Analysis of Parametric Amplification in Periodically-Loaded Transmission Lines», *RCA Rev.*, 1959, **20**, p. 442.
  209. H e l m e r, J. C.: «Maser Noise Measurement», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 902.
  210. H e l m e r, J. C., and M u l l e r, M. W.: «Calculation and Measurement of the Noise Figure of a Maser Amplifier», *Trans. I. R. E.*, 1958, **MTT-6**, p. 210.
  211. H e r r m a n n, G. F., U e n o h a r a, M., and U h l i r, A.: «Noise-Figure Measurements on Two Types of Variable Reactance Amplifiers using Semiconductor Diodes», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1301.
  212. H e r m a n n, G. F.: «Idler Noise in Parametric Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 2021.
  213. H i n e s, M. E., and A n d e r s o n, W. W.: «Noise Performance Theory of Esaki (Tunnel) Diode Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 789.
  214. H o g a n, C. L., J e p s e n, R. L., and V a r t a n i a n, P. H.: «New Type of Ferromagnetic Amplifier», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 422.
  215. H o k, G.: «The Noise Factor in Travelling-Wave Tubes», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 1061.
  216. H o n e y, R. C., and J o n e s, E. M. T.: «A Wide-Band U. H. F. Travelling-Wave Variable-Reactance Amplifier», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 351.
  217. H o s k i n s, R. H.: «Two-Level Maser Materials», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 797.
  218. H o s k i n s, R. H.: «Spin-Level Inversion and Spin-Temperature Mixing in Ruby», *Phys. Rev. Lett.*, 1959, **3**, p. 174.
  219. H o u l d i n g, N.: «Low-Noise Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 2025.
  220. H o w a r t h, D. J.: «The Physics of the Solid-State Maser», *Trans. I. R. E.*, 1959, **CP-6**, p. 81.
  221. I s h i i, K.: «X-Band Receiving Amplifier», *Electronics*, 1955, **28**, April, p. 202.
  222. I s h i i, K.: «One-Way Circuit by the Use of a Hybrid-T for the Reflex Klystron Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 687.
  223. I s h i i, K.: «Reflex Klystrons as Receiver Amplifiers», *Electronics*, 1960, **33**, January, 8th, p. 56.

224. I s h i i, K.: «Using Reflex Klystrons as Millimetre-Wave Amplifiers», *Electronics*, 1960, **33**, March 18th, p. 71.
225. I s h i i, K.: «Noise Figures of Reflex Klystron Amplifiers», *Trans. I. R. E.* 1960, **MTT-8**, p. 291.
226. I s h i i, K.: «Phase Adjustment Effects on Cascaded Reflex-Klystron Amplifiers», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 445.
227. I s h i i, K.: «Impedance Adjustment Effects on Reflex-Klystron Amplifier Noise», *Microwave J.*, 1959, **2**, December, p. 43.
228. J a s i n s k i, W.: «Gain of a Travelling-Wave Parametric Amplifier using Nonlinear Lossy Capacitors», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 2018.
229. J a v a n, A.: «Theory of a Three-Level Maser», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 1579.
230. J o h n s o n, C. C.: «Theory of Fast-Wave Parametric Amplification», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 338.
231. J o n e s, D. A., B a k e r, J. M., and P o p e, D. F. D.: «Electron Spin Resonance of  $Gd^{3+}$  in Lanthanum Fluoride», *Proc. Phys. Soc.*, 1959, **74**, p. 249.
232. J o n e s, E. M. T., and H o n d a, J. S.: «A Low-Noise Up-Converter Parametric Amplifier», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 99.
233. J u r k u s, A., and R o b s o n, P. N.: «Saturation Effects in a Travelling-Wave Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1960, **107B**, p. 119.
234. K a m a l, A. K.: «A Parametric Device as a Non-reciprocal Element», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1424.
235. K a m a l, A. K., and S u b r a m a n i a n, M.: «Gain Optimization in Low-Frequency Parametric Up-Converters by Multi-diode Operation», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 2020.
236. K a u s, P.: «Role of Negative Effective Mass in Negative Resistance», *Phys. Rev. Lett.*, 1959, **3**, p. 20.
237. K e m p, J. C.: «Theory of Maser Oscillation», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1451.
238. K i b l e r, L. U.: «Directional Bridge Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 583.
239. K i b l e r, L. U.: «Parametric Oscillations with Point Contact Diodes at Frequencies Higher than Pumping Frequencies», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 239.
240. K i k u c h i, C., L a m b e, J., M a k h o v, G., and T e r h u n e, R. W.: «Ruby as a Maser Material», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1061.
241. K i m, C. S.: «Four-Terminal Equivalent Circuits of Parametric Diodes», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 2, p. 91.
242. K i n a m a n, E. W., and M a g i d, M.: «Very-Low-Noise Travelling-Wave Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 861, and *Vide*, 1957, **12**, No. 70, p. 308.
243. K i n g, J. E., B i r k o, A., and M a k h o v, G.: «A Double Pumping Scheme Applicable to Low-Frequency Masers», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 2025.
244. K i n g, J. E., and T e r h u n e, R. W.: «Operation of a Zero-Field X-Band Maser», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1844.
245. K i n g s t o n, R. H.: «A UHF Solid-State Maser», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 92.
246. K i n g s t o n, R. H.: «A UHF Solid-State Maser», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 916.
247. K i t a, S., O g u c h i, B., O k a j i m a, T., and I n a g e, N.: «Microwave Parametric Amplifier using Silver-Bonded Diode», *Rep. Elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1959, **7**, p. 366.
248. K i t a, S., and S u g i y a m a, K.: «The Nonlinear Capacitance of Silver-Bonded Diodes», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1959, **42**, p. 1186.
249. K i t a, S., and O b a t a, F.: «An X-Band Parametric Amplifier using a Silver-Bonded Diode», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1651.

250. Klein, W., and Ruppel, W.: «Calculation of the Noise Figure of the Travelling-Wave Valve: Parts 1 and 2», *Arch. elekt. Übertragung*, 1952, **6**, pp. 187 and 299.
- \*251. Klimontovich, Y. L., and Khokhlov, R. V.: «Contribution to the Theory of the Molecular Generator», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1957, **32**, p. 1150.
252. Klotzbough, G. A.: «Phase Considerations in Degenerate Parametric Amplifier Circuits», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1782.
253. Knechtli, R. C.: «Effect of Electron Lenses on Beam Noise», *Trans. I. R. E.*, 1958, **ED-5**, p. 84.
254. Knechtli, R. C., and Beam, W. R.: «Validity of Travelling Wave-Tube Noise Theory», *RCA Rev.*, 1957, **18**, p. 24.
255. Knechtli, R. C., and Beam, W. R.: «Design and Performance of Low-Noise Guns for Travelling-Wave Tubes», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.* 1956, pt 3, p. 23, and *RCA Rev.*, 1956, **17**, p. 410.
256. Knechtli, R. C., and Knauer, W.: «Electron Cooling by Heat Exchange», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 1513.
257. Knechtli, R. C., and Weglein, R. D.: «Low-Noise Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 584.
258. Knechtli, R. C., and Weglein, R. D.: «Low-Noise Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1218.
259. König, H. W.: «Low-Noise Electron Streams», *Arch. elekt. Übertragung*, 1952, **6**, p. 445.
- \*260. Kontorovich, V. M.: «On the Use of Two Auxiliary Fields for Obtaining Emission Conditions in Quantum Mechanical Amplifiers and Generators», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1957, **33**, p. 4.
- \*261. Kontorovich, V. M., and Prokhorov, A. M.: «Nonlinear Effects of the Interaction of Resonance Fields in the Molecular Generator and Amplifier», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1957, **33**, p. 1428.
- \*262. Kornienko, L. S., and Prokhorov, A. M.: «Fine Structure of the Electron Paramagnetic Resonance Spectrum of  $Fe^{3+}$  ions in an  $Al_2O_3$  Lattice», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1957, **33**, p. 805, and *Soviet Physics — JETP*, 1958, **6**, p. 620.
263. Kramers, H. A.: «General Theory of Paramagnetic Rotation in Crystals», *Proc. Acad. Sci. Amsterdam*, 1930, **33**, p. 959.
264. Krömer, H.: «Proposed Negative-Mass Microwave Amplifiers», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 1856.
265. Krömer, H.: «The Physical Principles of a Negative-Mass Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 397.
266. Krömer, H.: «Negative Effective Masses in Semiconductors», *Progress in Semiconductors*, vol. 4, p. 1 (Heywood, London, 1960).
267. Kurokawa, K., and Hamasaki, J.: «Mode Theory of Lossless Periodically-Distributed Parametric Amplifiers», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 360.
268. Kurokawa, K., and Hamasaki, J.: «An Extension of the Mode Theory to Periodically-Distributed Parametric Amplifiers with Losses», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 10.
269. Kurokawa, K., and Hamasaki, J.: «An Analysis of Periodically-Distributed Parametric Amplifier», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1959, **42**, p. 579.
270. Kyhl, R. L.: «Negative  $L$  and  $C$  in Solid-State Masers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1157, and 1961, **49**, p. 519.
271. Labus, J., and Liebscher, R.: «Plasma Wavelength and Low-Noise Travelling-Wave Tube», *Arch. elekt. Übertragung*, 1956, **10**, p. 421.
272. Labus, J., Liebscher, R., and Poschl, K.: «Conditions for the Minimum Noise Figure of Travelling-Wave Tubes», *Arch. elekt. Übertragung*, 1956, **10**, p. 486.
273. Labus, J.: «Low-Noise Electron-Beam Amplifier», *Arch. elect. Udertragung*, 1960, **14**, p. 49.

274. L a i n e, D. C.: «Masers or Parametric Amplifiers», *Electronic Technol.*, 1960, **37**, p. 174.
275. L a n d a u e r, R.: «Parametric Amplification along Nonlinear Transmission Lines», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 479.
276. L e a - W i l s o n, C. P., A d l e r, R., H r b e k, G., and W a d e, G.: «Some Possible Causes of Noise in Adler Tubes», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 255.
277. L e n n o v, D.: «Gain and Noise Figure of a Variable-Capacitance Up-Converter», *Bell Syst. tech. J.*, 1958, **37**, p. 989.
278. L e s k, I. A., H o l o n y a k, N., and D a v i d s o h n, U. S.: «The Tunnel Diode-Circuits and Applications», *Electronics*, 1959, **32**, November 27th, p. 60.
- \*279. L e s o t a, S. K.: «Minimum-Noise Coefficient of Double-Stream Valve», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 1288.
280. L i t t l e, R. P., R u p p e l, H. M., and S m i t h, S. T.: «Beam Noise in Crossed Electric and Magnetic Fields», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 1376.
281. L o a c h, C. B. de, and S h a r p l e s s, W. M.: «An X-Band Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1664.
282. L o a c h, B. C. de, and S h a r p l e s s, W. M.: «X-Band Parametric Amplifier Noise Figures», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 2115.
283. L o m b a r d o, P. P., and S a r d, E. W.: «Low-Frequency Prototype Travelling-Wave Reactance Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 995.
284. L o m b a r d o, P. P., and S a r d, E. W.: «Low-Noise Microwave Reactance Amplifiers with Large Gain-Bandwidth Products», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 83.
285. L o u i s e l l, W. H.: «A Three-Frequency Electron-Beam Parametric Amplifier and Frequency Converter», *J. Electronics Control*, 1959, **6**, p. 1.
286. L o u i s e l l, W. H., and Q u a t e, C. F.: «Parametric Amplification of Space-Charge Waves», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 707.
287. L u t z e, E., and B ö s n e c k e r, D.: «Paramagnetic Electron-Resonance Inductions», *Naturwiss.*, 1958, **45**, p. 332.
288. M c K a y, K. G.: «Avalanche Breakdown in Silicon», *Phys. Rev.*, 1954, **94**, p. 877.
289. M c K a y, K. G.: «The Present State of Solid-State Molecular Amplifiers», *Nacht. Tech. Z.*, 1959, **12**, p. 61.
290. M c W h o r t e r, A. L., M e y e r, J. W., and S t r u m, P. D.: «Noise Temperature Measurement on a Solid-State Maser», *Phys. Rev.*, 1957, **108**, p. 1642.
291. M c W h o r t e r, A. L., and M e y e r, J. W.: «Solid-State Maser Amplifier», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 312.
292. M c W h o r t e r, A. L., and A r a m s, F. R.: «System-Noise Measurement of a Solid-State Maser», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 913.
293. M a g u i r e, T.: «New Microwave Systems using Low-Noise Devices», *Electronics*, 1959, **32**, August 21st, p. 27.
- \*294. M a i m a n, T. H.: «Maser Behaviour: Temperature and Concentration Effects», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 222.
295. M a k h o v, G., C r o s s, L. G., T e r h u n e, R. W., and L a m b e, J.: «Effect of Nuclear Polarization on the Behaviour of Solid-State Masers», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 936.
296. M a k h o v, G., K i k u c h i, C., L a m b e, J., and T e r h u n e, R. W.: «Maser Action in Ruby», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 1399.
- \*297. M a n e n k o v, A. A., and P r o k h o r o v, A. M.: «Fine Structure of the Paramagnetic Resonance Spectrum of the Cr<sup>3+</sup> ion in Chromium Corundum», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1955, **28**, p. 262, and *Soviet Physics—JETP*, 1955, **1**, p. 611.
298. M a n l e y, J. M., and R o w e, H. E.: «Some General Properties of Nonlinear Elements», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 904.
299. M a n l e y, J. M., and R o w e, H. E.: «General Energy Relations in Nonlinear Reactances», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 2115.

300. Marie, G., and Angel, Y.: «Contribution to the Study of Parametric Amplifiers», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1960, **250**, p. 311.
301. Matsuo, Y.: «New Microwave Tube Devices 'Fawshmotron' using the Fast Electron Wave», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1908.
302. Matthei, W. G.: «Recent Advances in Solid-State Receivers», *Micro-wave J.*, 1959, **2**, January, p. 19.
303. Mattis, D. C., and Stevenson, M. J.: «Theory of Negative-Mass Cyclotron Resonance», *Phys. Rev. Lett.*, 1959, **3**, p. 18.
304. Mattuck, R. D., and Strandberg, M. W. P.: «Optical Method for Determining the *c*-axis of Ruby Boules», *Rev. sci. Instrum.*, 1959, **30**, p. 195.
305. Maurer, R., Löcherer, K. H., and Bomhardt, K.: «The Reactance-Type Straight Amplifier as a Low-Noise Preamplifier Stage in the U. H. F. Range», *Arch. elekt. Übertragung*, 1959, **13**, p. 509.
- \*306. Mead, C. A.: «The Tunnel-Emission Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, pp. 359 and 1478.
307. Meyer, J. W.: «The Solid-State Maser — A Supercooled Amplifier», *Electronics*, 1958, **31**, April 25th, p. 66.
- \*308. Mikaelian, A. L.: «The Problem of Development of Ferrite Microwave Amplifiers», *Radiotekh. Elektron.*, 1958, **3**, p. 1323.
- \*309. Mims, W. B., and McGee, J. E.: «Spin—Spin Energy Transfer and the Operation Three-Level Masers», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 2120.
310. Momo, L. R., Myers, R. A., and Foner, S.: «Pulsed-Field Millimetre-Wave Maser», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 443.
311. Morgenthaler, F. R.: «Microwave Radiation from Ferrimagnetically Coupled Electrons in Transient Magnetic Fields», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 6.
312. Morris, R. J., Khyll, R. L., and Strandberg, M. W. P.: «A Tunable Maser Amplifier with Large Bandwidth», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 80.
313. Mortenson, K. E.: «Alloyed, Thin-Base Diode Capacitors for Parametric Amplification», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1542.
314. Motz, H.: «Negative Temperature Reservoir Amplifiers», *J. Electronics*, 1957, **2**, p. 571.
315. Mount, E., and Beeg, B.: «Parametric Devices and Masers: An Annotated Bibliography», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 222.
316. Mueller, W. M., and Currie, M. R.: «Noise Propagation on Uniformly Accelerated Multi-velocity Electron Beams», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1876.
317. Müller, M. W.: «Noise in a Molecular Amplifier», *Phys. Rev.*, 1957, **106**, p. 8.
318. Mumford, W. W.: «Some Notes on the History of Parametric Transducers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 848.
319. Mungall, A. G.: «Noise in Travelling-Wave Tubes», *Trans. I. R. E.*, 1955, **ED-2**, No. 2, p. 12.
320. Nergaard, L. S.: «Nonlinear-Capacitance Amplifiers», *RCA Rev.*, 1959, **20**, p. 3.
321. Nevins, J. E., and Currie, M. R.: «Experimental X-Band Preamplifier Tubes with 4-5-dB Noise Figure», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 2015.
322. Niclas, K. B., and Hechtel, R.: «A Low-Noise Travelling-Wave-Tube Amplifier for the 4,000-Mc/s Region», *Telefunkenrohre*, 1959, No. 36, p. 75.
323. Nielsen, E. G.: «Noise Performance of Tunnel Diodes», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1903.
- \*324. Nikolsky, V. V.: «On the Theory of a Microwave Ferrite Amplifier», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, **4**, p. 726.
325. North, H. Q.: «Properties of Welded Contact Germanium Rectifiers», *J. appl. Phys.*, 1946, **17**, p. 912.
326. Oatley, C. W.: «Parametric Amplifiers», *J. I. E. E.*, 1960, **6**, p. 141.
327. Oguchi, B., Kita, S., Inage, N., and Okajima, T.: «Micro-

- wave Parametric Amplifier by means of Germanium Diode», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 77.
328. Ohkoshi, T.: «On the Minimum Noise Figure of Travelling-Wave Tubes — a Theory considering the Noise of the Potential Minimum Plane», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1959, **42**, p. 833.
329. Okwit, S., Arams, F. R., and Smith, J. G.: «Electrically-Tunable Travelling-Wave Masers at L and S Bands», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 2025.
330. Ols on, F. A., Wang, C. P., and Wade, G.: «Parametric Devices Tested for Phase-Distortionless Limiting», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 587.
331. Overhauser, A. W.: «Polarization of Nuclei in Metals», *Phys. Rev.*, 1953, **92**, p. 411.
332. Page, C. H.: «Frequency Conversion with Nonlinear Reactance», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1957, **58**, p. 227.
333. Pake, G. E.: «Nuclear Resonance Absorption in Hydrated Crystals: Fine Structure of the Proton Line», *J. chem. Phys.*, 1948, **16**, p. 327.
334. Parzen, P.: «Effect of Thermal-Velocity Spread on the Noise Figure in Travelling-Wave Tubes», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 394.
335. Pearson, J. D., and Hallett, J. E.: «Comparison of Gain, Bandwidth and Noise Figure of Variable-Reactance Amplifiers and Converters», *Proc. I. E. E.*, 1960, **107B**, p. 305.
336. Peifer, A. G., Parzen, P., and Bryant, J. H.: «Low-Noise Travelling-Wave Tube», *Elect. Commun.*, 1952, **29**, p. 234.
337. Peter, R. W.: «Low-Noise Travelling-Wave Amplifier», *RCA Rev.*, 1952, **13**, p. 344.
338. Peter, R. W., and Ruetz, J. A.: «Influence of Secondary Electrons on Noise Factors and Stability of Travelling-Wave Tubes», *RCA Rev.*, 1953, **14**, p. 441.
339. Peterson, L. C.: «Space-Charge and Transit-Time Effects on Signal and Noise in Microwave Tetrodes», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 1264.
340. Pfann, W. G., and Garrett, C. G. B.: «Semiconductor Varactors using Surface Space-Charge Layers», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 2011.
341. Pierce, J. R.: «A New Method of Calculating Microwave Noise in Electron Streams», *Proc. I. R. E.*, 1952, **40**, p. 1675.
342. Pierce, J. R.: «A Theorem concerning Noise in Electron Streams», *J. appl. Phys.*, 1954, **25**, p. 931.
343. Pierce, J. R., and Danielson, W. E.: «Minimum Noise Figure of Travelling-Wave Tubes with Uniform Helices», *J. appl. Phys.*, 1954, **25**, p. 1163.
344. Pierce, J. R.: «Use of the Principles of Conservation of Energy and Momentum in Connection with the Operation of Wave-Type Parametric Amplifiers», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1341.
345. Pierce, J. R.: «Calculations Concerning the Noisiness of a Drifting Stream of Electrons», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 11, p. 786.
346. Poole, K. M., and Tien, P. K.: «A Ferromagnetic-Resonance Frequency Converter», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1387.
347. Portis, A. M.: «Rapid Passage Effects in Electron Spin Resonance», *Phys. Rev.*, 1955, **100**, p. 1219.
348. Pound, R. V.: «Spontaneous Emission and the Noise Figure of Maser Amplifiers», *Ann. Phys. (New York)*, 1957, **1**, p. 24.
349. Price, P. J., and Radcliffe, J. M.: «Esaki Tunneling», *IBM J. Res. Developm.*, 1959, **3**, p. 364.
350. Purcell, E. M., and Pound, R. V.: «A Nuclear Spin System at Negative Temperature», *Phys. Rev.*, 1951, **81**, p. 279.
351. Purcell, E. M., Torrey, H. C., and Pound, R. V.: «Resonance Absorption by Nuclear Magnetic Moments in a Solid», *Phys. Rev.*, 1946, **69**, p. 37.
352. Quate, C. F., Kompener, R., and Chisholm, D. A.: «The Reflex Klystron as a Negative-Resistance-Type Amplifier», *Trans. I. R. E.*, 1958, **ED-5**, p. 173.

353. R a b i, I. I., R a m s e y, N. F., and S c h w i n g e r, J.: «Use of Rotating Coordinates in Magnetic Resonance Problems», *Rev. mod. Phys.*, 1954, **26**, p. 167.
354. R a b i, I. I., Z a c h a r i a s, J. R., M i l l m a n, S., and K u s c h, P.: «A New Method of Measuring Nuclear Magnetic Moment», *Phys. Rev.*, 1938, **53**, p. 318.
355. R a m s e y, N. F.: Thermodynamics and Statistical Mechanics at Negative Absolute Temperatures», *Phys. Rev.*, 1956, **103**, p. 20.
356. R a y l e i g h, Lord: «Theory of Sound», 2nd edn (Macmillan, London, 1945).
357. R e a d, W. T.: «A Proposed High-Frequency Negative-Resistance Diode», *Bell Syst. tech. J.*, 1958, **37**, p. 401.
358. R e d f i e l d, A. G.: «Nuclear Magnetic Resonance Saturation and Rotary Saturation in Solids», *Phys. Rev.*, 1955, **98**, p. 1787.
359. R e e d, E. D.: «The Variable-Capacitance Parametric Amplifier», *Bell Lab. Rec.*, 1959, **37**, p. 373, and *Trans. I. R. E.*, 1959, **ED-6**, p. 216.
360. R i e k, H.: «The Fundamentals of a Low-Noise H. F. Preamplifier for 70 to 40 cm Wavelength», *Nachr. tech.*, 1958, **8**, p. 313.
361. R i g r o d, W. W.: «Noise Spectrum of Electron Beams in Longitudinal Magnetic Fields: Part 1, The Growing-Noise Phenomenon; Part 2, The U. H. F. Noise Spectrum», *Bell Syst. tech. J.*, 1957, **36**, pp. 831 and 855.
362. R o b e r t s, G. N.: «Tunnel Diodes», *Electronic Technol.*, 1960, **37**, p. 217.
363. R o b i n s o n, B. J., S e e g e r, C. L., D a m m e, K. J. van, and J a g e r, J. T. de: «On Stabilizing the Gain of Varactor Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1648.
364. R o b i n s o n, F. N. H.: «Current and Velocity Fluctuations at the Potential Minimum», *J. Electronics Control*, 1958, **5**, p. 152.
365. R o b i n s o n, F. N. H., and K o m p f n e r, R.: «Noise in Travelling-Wave Tubes», *Proc. I. R. E.*, 1951, **39**, p. 918.
366. R o b i n s o n, F. N. H.: «Microwave Shot Noise in Electron Beams and the Minimum Noise-Factor of Travelling-Wave Tubes and Klystrons», *J. Brit. I. R. E.*, 1954, **14**, p. 79.
367. R o b i n s o n, F. N. H., and H a u s, H. A.: «Analysis of Noise in Electron Beams», *J. Electronics*, 1956, **1**, p. 373.
368. R o c k w e l l, R. G.: «Low-Noise Klystron Amplifiers», *Trans. I. R. E.*, 1959, **ED-6**, p. 428.
369. R o e, G. M., and B o y d, M. R.: «Parametric Energy Conversion in Distributed Systems», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1213.
370. R o l l i n, B. V.: «Nuclear Paramagnetism», *Rep. Progr. Phys.*, 1948, **12**, p. 22.
371. R o s t a s E., and H u l s t e r, F.: «Microwave Amplification by means of Intrinsic Negative Resistance», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 11, p. 665.
372. R o t h e, H.: «Equivalent Noise Admittance and Noise Figure», *Arch. elekt. Uebertragung*, 1954, **8**, p. 201.
373. R o w e, H. E.: «Some General Properties of Nonlinear Elements», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 850.
374. R u s s e l l, C. R.: «The Parametric Amplifier», *Brit. Commun. Electronics*, 1960, **7**, pp. 94 and 190.
- \*375. R u t z, R. F.: «A 3000-Mc/s Lumped-Parameter Oscillator Using an Esaki Negative-Resistance Diode», *IBM J. Res. Developm.*, 1959, **3**, p. 372.
376. R u t z, R. F., and S i n g e r, D. F.: «Some Properties of Experimental 1000-Mc/s Transistors», *IBM J. Res. Developm.*, 1959, **3**, p. 230.
377. S a i t o, S.: «Parametric Amplification of Space-Charge Waves on a Thin Electron Beam», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1958, **41**, p. 1113.
378. S a i t o, S.: «Some Consideration of Beam Noise Reduction from the Point of Power Theorem, especially on Fast-Wave Amplifiers», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1959, **42**, p. 221.

379. Saito, S.: «Transmission Line involving Parametric Elements, especially on Periodically-Distributed Parametric Amplifier», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1959, **42**, p. 573.
380. Salzberg, B., and Sard, E. W.: «A Low-Noise Wide-Band Reactance Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1303.
381. Salzberg, B.: «Masers and Reactance Amplifiers — Basic Power Relations», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1544.
382. Sard, E. W.: «Tunnel (Esaki) Diode Amplifiers with Unusually Large Bandwidths», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 357.
383. Sawyer, D. E.: «Surface-Dependent Losses in Variable Reactance Diodes», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1689.
384. Schnitzer, H., and Weber, D.: «A Method for the Reduction of the Noise Factor of Travelling-Wave Tubes», *Fernmeldetech. Z.*, 1953, **6**, p. 302.
385. Schnitzer, H., and Weber, D.: «Low-Noise Travelling-Wave Tubes», *Fernmeldetech. Z.*, 1954, **7**, p. 540.
- \*386. Schulz-DuBois, E. O.: «Paramagnetic Spectra of Substituted Sapphires: Part I—Ruby», *Bell Syst. tech. J.*, 1959, **38**, p. 271.
- \*387. Schulz-DuBois, E. O., Scovil, H. E. O., and DeGrasse, R. W.: «Use of Active Material in Three-Level Solid State Masers», *Bell Syst. tech. J.*, 1959, **38**, p. 335.
388. Scovil, H. E. D., and Schulz-DuBois, E. O.: «Three-Level Masers as Heat Engines», *Phys. Rev. Lett.*, 1959, **2**, p. 262.
389. Scovil, H. E. D., Feher, G., and Seidel, H.: «Operation of a Solid-State Maser», *Phys. Rev.*, 1957, **105**, p. 762.
390. Scovil, H. E. D.: «A Three-Level Solid-State Maser», *Bell Lab. Rec.*, 1958, **36**, p. 243.
391. Scovil, H. E. D.: «The Three-Level Solid-State Maser», *Trans. I. R. E.*, 1958, **MTT-6**, p. 29.
392. Seidel, H. and Herrmann, G. F.: «Circuit Aspects of Parametric Amplifiers», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 2, p. 83.
393. Senitzky, I. R.: «Induced and Spontaneous Emission in a Coherent Field», *Phys. Rev.*, 1958, **111**, p. 3.
394. Senitzky, I. R.: «Behaviour of a Two-Level Solid State Maser», *Phys. Rev., Lett.*, 1958, **1**, p. 167.
395. Senitzky, I. R.: «Induced and Spontaneous Emission in a Coherent Field: Part 3», *Phys. Rev.*, 1960, **119**, p. 1807.
396. Shaffer, C. G.: «Noise Figure for a Travelling-Wave Parametric Amplifier of the Coupled-Mode Type», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 2117.
397. Shapiro, S., and Bloembergen, N.: «Relaxation Effects in a Maser Material,  $K_3(\text{CoCr})(\text{CN})_6$ », *Phys. Rev.*, 1959, **116**, p. 1453.
398. Shaw, A. W., Siegmán, A. E., and Watkins, D. A.: «Reduction of Electron-Beam Noisiness by means of a Low-Potential Drift Region», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 334.
399. Shimoda, K., Takahashi, H., and Townes, C. H.: «Fluctuations in Amplification of Quanta», *J. Phys. Soc. Japan*, 1957, **12**, p. 686.
400. Shimoda, K.: «Radio-Frequency Spectroscopy using Three-Level Maser Action», *J. Phys. Soc. Japan*, 1959, **14**, p. 954.
401. Shimoda, K.: «Three-Level Maser Detector for Ultra-Microwaves», *J. Phys. Soc. Japan*, 1959, **14**, p. 966.
402. Shockley, W.: «The Theory of  $p-n$  Junctions in Semiconductors and  $p-n$  Junction Transistors», *Bell Syst. tech. J.*, 1949, **28**, p. 435.
403. Shockley, W.: «Negative Resistance Arising from Transit Time in Semiconductor Diodes», *Bell Syst. tech. J.*, 1954, **33**, p. 799.
404. Shockley, W.: «Ohm's Law and Hot Electrons in Germanium», *Bell Syst. tech. J.*, 1951, **30**, p. 990.
405. Sie, J., and Weisbaum, S.: «Noise Figure of Receiver Systems Using Parametric Amplifiers», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 3, p. 141.

406. Siegm an, A. E., and W at k i n s, D. A.: «Potential-Minimum Noise in the Microwave Diode», *Trans. I. R. E.*, 1957, **ED-4**, p. 82.
407. Siegm an, A. E., and B lo o m, S.: «An Equivalent Circuit for Microwave Noise at the Potential Minimum», *Trans. I. R. E.*, 1957, **ED-4**, p. 295.
408. Siegm an, A. E.: «Gain, Bandwidth and Noise in Maser Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1737.
409. Siegm an, A. E., W at k i n s, D. A., and H s i e h, H. C.: «Density-Function Calculations of Noise Propagation on an Accelerated Multi-velocity Electron Beam», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 1138.
410. Siegm an, A. E., and M o r r i s, R. J.: «Proposal for a 'Staircase' Maser», *Phys. Rev. Lett.*, 1959, **2**, p. 302.
411. Siegm an, A. E.: «The D. C. Pumped Quadrupole Amplifier — a Wave Analysis», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1750.
412. S i m o n, J. C.: «Action of a Progressive Disturbance on a Guided Electromagnetic Wave», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 18.
- \*413. S i n g e r, J. R.: «Masers» (Wiley, New York, 1959).
414. S i n g e r, J. R.: «Proposal for a Tunable Millimetre-Wave Molecular Oscillator and Amplifier», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 268.
415. S k l a r, B.: «The Tunnel Diode — its Action and Properties», *Electronics*, 1959, **32**, November 6th, p. 54.
416. S m i t h, D. B., and B a u m a n n, F. W.: «Oscillatory Circuits having Periodically Varying Parameters», *J. Franklin Inst.*, 1936, **221**, pp. 403 and 509.
417. S m i t h, L. P., and S h u l m a n, C. I.: «Frequency Modulation and Control by Electron Beams», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 644.
418. S m i t h, W. V.: «Microwave Amplification by Maser Techniques», *IBM J. Res. Developm.*, 1957, **1**, p. 232.
419. S o b o l, H.: «Extension of Longitudinal-Beam Parametric-Amplifier Theory», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 792.
420. S o b o l, H., and R o w e, J. E.: «Analysis of Modulated Travelling-Wave Devices and Beam-Type Parametric Amplifiers», *J. Electronics Control*, 1960, **8**, p. 321.
- \*421. S o m m e r s, H. S.: «Tunnel Diodes as High-Frequency Devices», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1201.
422. S t. J o h n, G. E., and C o u l t o n, M.: «S-Band Travelling-Wave Tubes with Noise Figure below 4 dB», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 911.
423. S t a h m a n n, J. R.: «Correlation between Induced Grid Noise and Tube Noise», *Trans. I. R. E.*, 1955, **ED-2**, No. 1, p. 1.
424. S t e v e n s, K. W. H., and J o s e p h s o n, B.: «The Coupling of a Spin System to a Cavity Mode», *Proc. Phys. Soc.*, 1959, **74**, p. 561.
425. S t e v e n s, K. W. H.: «Circuits Analogues of Suhl-Type Masers», *J. Electronics Control*, 1958, **4**, p. 275.
426. S t e v e n s, K. W. H.: «Amplification using a Precessing Magnetic Moment», *J. Electronics Control*, 1958, **4**, p. 280.
427. S t i t c h, M. L.: «Maser Amplifier Characteristics for Transmission and Reflection Cavities», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 782.
428. S t a n d b e r g, M. W. P.: «Quantum-Mechanical Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 92.
429. S t a n d b e r g, M. W. P.: «Computation of Noise Figure for Quantum-Mechanical Amplifiers», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 1483.
- \*430. S t a n d b e r g, M. W. P.: «Inherent Noise of Quantum-Mechanical Amplifiers», *Phys. Rev.*, 1957, **106**, p. 617.
431. S t a n d b e r g, M. W. P., D a v i s, C. F., F a u g h n a n, B. W., K y h l, R. L., and W o l g a, G. J.: «Operation of a Solid-State Quantum-Mechanical Amplifier», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 1988.
432. S t a n d b e r g, M. W. P.: «Unidirectional Paramagnetic Amplifier Design», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1307.
433. C u h l, H.: «Theory of the Ferromagnetic Microwave Amplifier», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 1225.

434. S u h l, H.: «Proposal for a Ferromagnetic Amplifier in the Microwave Range», *Phys. Rev.*, 1957, **106**, p. 384.
435. S u h l, H.: «Quantum Analogue of the Ferromagnetic Microwave Amplifier», *J. Phys. Chem. Solids*, 1958, **4**, p. 278.
436. S z a b o, A.: «Relaxation Time and Multiple Pumping Effects in Masers», *Canad. J. Phys.*, 1959, **37**, p. 1557.
- \*437. T a g e r, A. S.: «Investigation of Noise Characteristics of Travelling-Wave Tubes», *Radiotekh. Electron.*, 1957, **2**, p. 222, *Vide*, 1956, **11**, No. 65, p. 379, and *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 65.
438. T e n n e y, H. D., R o b e r t s, R. W., and V a r t a n i a n, P. H.: «An S-Band Travelling-Wave Maser», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 151.
439. T h e i s s i n g, H. H., D i e t e r, F. A., and C a p l a n, P. J.: «Analysis of the Emissive Phase of a Pulsed Maser», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, pt 1, p. 19.
440. T h e i s s i n g, H. H., C a p l a n, P. J., D i e t e r, F. A., and R a b b i n e r, N.: «Optical Pumping in Crystals», *Phys. Rev. Lett.*, 1959, **3**, p. 460.
441. T h o m s o n, A. F. H.: «Ferromagnetic Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 259.
442. T h o r p, J. S., P a c e, J. H., and S a m p s o n, D. F.: «Adiabatic Rapid Passage in Ruby at 8 mm Wavelength», *J. Electronics Control*, 1961, **10**, p. 13.
443. T i e m a n n, J. J.: «Shot Noise in Tunnel-Diode Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1418.
444. T i e n, P. K.: «A Dip in the Minimum Noise-Figure of Beam-Type Microwave Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 938.
445. T i e n, P. K., and S u h l, H.: «A Travelling-Wave Ferromagnetic Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 700.
446. T i e n, P. K.: «Parametric Amplification and Frequency Mixing in Propagation Circuits», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 1347.
447. T i e n, P. K., and M o s h m a n, J.: «Monte Carlo Calculation of Noise Near the Potential Minimum of a High-Frequency Diode», *J. appl. Phys.*, 1956, **27**, p. 1067.
448. T r a m b a r u l o, R., and B u r r u s, C. A.: «Esaki-Diode Oscillators from 3 to 40 Gc/s», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1776.
449. T r a m b a r u l o, R. F.: «Esaki-Diode Amplifiers at 7, 11 and 26 kMc/s», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 2022.
450. T o l m a n, R. C.: «The Principles of Statistical Mechanics» (University Press, Oxford, 1938).
451. T o r r e y, H. C.: «Transient Nutations in Nuclear Magnetic Resonance», *Phys. Rev.*, 1949, **76**, p. 1059.
- \*452. T o r r e y, H. C., and W h i t m e r, C. A.: «Crystal Rectifiers» (McGraw-Hill, New York, 1948).
453. T r o u p, G.: «Masers» (Methuen, London, 1959).
454. T r o u p, G. J.: «The Optimum Line Width for the Transition Used in a Reflection Cavity Maser Amplifier», *Austral. J. Phys.*, 1959, **12**, p. 218.
455. U d e l s o n, B. J.: «An Electrostatically-Focused Electron-Beam Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1485.
456. U e n o h a r a, M., and B a k a n o w s k i, A. E.: «Low-Noise Parametric Amplifiers Using Germanium  $p-n$  Junction Diodes at 6 kMc/s», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 2113.
457. U e n o h a r a, M., and S h a r p l e s s, W. M.: «An Extremely Low Noise 6-kMc/s Parametric Amplifier using Gallium-Arsenide Point-Contact Diodes», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 2114.
458. U e n o h a r a, M.: «Noise Consideration of the Variable-Capacitance Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 169.
459. U h l i r, A.: «Two-Terminal  $p-n$  Junction Devices for Conversion and Computation», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 1183.
460. U h l i r, A.: «Shot Noise in  $p-n$  Junction Frequency Converters», *Bell Syst. tech. J.*, 1958, **37**, p. 951.

461. U h l i r, A.: «The Potential of Semiconductor Diodes in High-Frequency Communications», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1099.
462. V a l d e s, L. B.: «Circuit Condition for Parametric Amplification», *J. Electronics Control*, 1958, **5**, p. 129.
- \*463. V a l i e v, K. A., and B a s h k i r o v, S. S.: «Stimulated R. F. Amplifiers Working on Hyperfine Levels of Paramagnetic Atoms», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1958, **35**, p. 302, and *Soviet Physics — JETP*, 1959, **8**, p. 208.
- \*464. V a s i l i e v, E. I., and L o p u k h i n, V. M.: «Theory of Noise in Travelling-Wave Tubes», *Zh. tekhn. Fiz.*, 1954, **24**, p. 895.
465. V u y l s t e k e, A. A.: «Elements of Maser Theory» (Van Nostrand, New York, 1960).
466. W a d d e l l, J. M.: «Zener Diodes — their Properties and Applications», *Wireless Wld*, 1960, **66**, p. 17.
467. W a d e, G., and A d l e r, R.: «A New Method for Pumping a Fast Space-Charge Wave», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 79.
468. W a d e, G., and H e f f n e r, H.: «Gain, Bandwidth and Noise in a Cavity-Type Parametric Amplifier using an Electron Beam», *J. Electronics Control*, 1958, **5**, p. 497.
469. W a d e, G., and H e f f n e r, H.: «Microwave Parametric Amplifiers and Converters», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 11, p. 677.
470. W a d e, G., A m o, K., and W a t k i n s, D. A.: «Noise in Transverse-Field Travelling-Wave Tubes», *J. appl. Phys.*, 1954, **25**, p. 1514.
471. W a g n e r, P. E., C a s t l e, J. G., and C h e s t e r, P. F.: «Inversion by Fast Passage in a Multilevel Spin System», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 1498.
472. W a r n e c k e, R., and G u é n a r d, P.: «Some Recent Work in France on New Types of Valves for the Highest Radio Frequencies», *Proc. I. E. E.*, 1953, **100**, pt III, p. 351.
473. W a r r e n, T. B.: «Low-Noise Parametric Amplifiers and Converters», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 3, p. 158.
474. W a t k i n s, D. A.: «Travelling-Wave Tube Noise Figure», *Proc. I. R. E.*, 1952, **40**, p. 65.
475. W a t k i n s, D. A.: «Low-Noise Travelling-Wave Tubes for X-Band», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 1741.
476. W a t k i n s, D. A.: «Noise at the Potential Minimum in the High-Frequency Diode», *J. appl. Phys.*, 1955, **26**, p. 622.
477. W e b e r, J.: «Maser Noise Considerations», *Phys. Rev.*, 1957, **108**, p. 537.
478. W e b e r, J.: «Amplification of Microwave Radiation by Substances not in Thermal Equilibrium», *Trans. I. R. E.*, 1953, **ED-1**, No. 3, p. 1.
479. W e b e r, J.: «Masers», *Rev. mod. Phys.*, 1959, **31**, p. 681.
480. W e b e r, S.: «The Mavar: A Low-Noise Microwave Amplifier», *Electronics*, 1958, **31**, September 26th, p. 65.
481. W e g e r, M.: «Passage Effects in Paramagnetic Resonance Experiments», *Bell Syst. tech. J.*, 1960, **39**, p. 1013.
482. W e g l e i n, R. D.: «Some Limitations on Parametric-Amplifier Noise Performance», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 538.
483. W e i b e l, G. E.: «Masers and Related Quantum-Mechanical Devices: Parts I and 2», *Sylvania Technol.*, 1957, **10**, p. 90, and 1958, **11**, p. 26.
484. W e i n t r o u b, S.: «A New Microwave Amplifier», *Nature*, 1957, **179**, p. 903.
485. W e i s s, M. T.: «Ferromagnetic Resonance: Nonlinear Effects and Garnets», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 421.
486. W e i s s, M. T.: «A Solid-State Microwave Amplifier and Oscillator using Ferrites», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 317.
487. W e i s s, M. T.: «Quantum Derivation of Energy Relations Analogous to those for Nonlinear Reactances», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1012.
488. W e s s e l, G. K.: «A U. H. F. Ruby Maser», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 590.
489. W e s s e l, G. K.: «Recovery Technique for Saturated Masers», *Trans. I. R. E.*, 1960, **ED-7**, p. 297.

490. Whinnery, J. R.: «High-Frequency Effects of the Potential Minimum on Noise», *Trans. I. R. E.*, 1960, **ED-7**, p. 218.
491. Whinnery, J. R.: «Noise Phenomena in the Region of the Potential Minimum», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ED-1**, p. 221.
492. Whirry, W. L., and Wang, F. B.: «Phase Dependence of a Ferromagnetic Microwave Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1657.
493. Wiesner, R., and Konig, H. W.: «Cathode Boundary Conditions and Noise Minima in Electron-Beam Tubes», *Arch. elekt. Übertragung*, 1954, **8**, p. 5.
494. Williams, A. D., and Gore, D. C.: «Design and Performance of a New-Noise Triode for Use up to 1000 Mc/s», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, p. 35.
495. Windsor, E.: «Oxide Cathodes for Low-Noise Travelling-Wave Tubes», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 11, p. 805.
496. Wittke, J. P.: «Molecular Amplification and Generation of Microwaves», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 291.
497. Wittke, J. P.: «New Approaches to the Amplification of Microwaves», *RCA Rev.*, 1957, **18**, p. 441.
498. Wolf, H. C.: «The Molecular Amplifier», *Z. angew. Phys.*, 1958, **10**, p. 480.
499. Yariv, A., Singer, J. R., and Kemp, J.: «Radiation Damping Effects in Two-Level Maser Oscillators», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 265.
500. Yariv, A.: «Spontaneous Emission from an Inverted Spin System», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 740.
501. Yariv, A., Cook, J. S., and Butzian, P. E.: «Operation of an Esaki Diode Microwave Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1155.
502. Yatsiv, S.: «Role of Double-Quantum Transitions in Masers», *Phys. Rev.*, 1959, **113**, p. 1538.
503. Younger, J. J., Little, A. G., Heffner, H., and Wade, G.: «Parametric Amplifiers as Super-regenerative Detectors», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1271.
504. Younger, J. J., Little, A. G., Heffner, H., and Wade, G.: «Super-regenerative Operation of Parametric Amplifiers and Detectors», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 108.
505. Zacharias, A., and Smullin, L. D.: «Noise Reduction in Electron Beams», *Trans. I. R. E.*, 1960, **ED-7**, p. 172.
- \*506. Zaripov, M., and Shamonin, I. I.: «Paramagnetic Resonance in Synthetic Ruby», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1956, **30**, p. 291, and *Soviet Physics — JETP*, 1956, **3**, p. 171.
507. Zener, C.: «Theory of the Electrical Breakdown of Solid Dielectrics», *Proc. Roy. Soc.*, 1934, **145**, p. 523.
508. Ziel, A. van der: «Noise Figure of Reactance Converters and Parametric Amplifiers», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1449.
509. Ziel, A. van der, and Tamiya, J.: «Note on the Noise Figure of Negative-Conductance Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 796.
- \*510. Zverev, G. M., Kornienko, L. S., Manenkov, A. A., and Prokhorov, A. M.: «A Chromium Corundum Paramagnetic Amplifier and Generator», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1958, **34**, p. 1660.
- \*511. Zverev, G. M., and Prokhorov, A. M.: «Electron Paramagnetic Resonance of Co<sup>2+</sup> in Corundum», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1959, **36**, p. 647, and *Soviet Physics — JETP*, 1959, **36**, p. 451.
512. «New Ferrite Microwave Amplifier», *Bell Lab. Rec.*, 1957, **35**, p. 316.
513. «Solid-State Oscillator for Microwave Frequencies», *Engineer*, 1957, **203**, p. 389.
514. «Low-Noise Amplifier», *Bell Lab. Rec.*, 1958, **36**, p. 250.
515. «Semiconductor Diodes Yield Converter Gain», *Bell Lab. Rec.*, 1957, **35**, p. 412.
516. Ashkin, A., Bridges, T. J., Lousell, W. H., and Quate, C. F.: «Parametric Electron-Beam Amplifier», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, pt 3, p. 13.

517. Breitzer, D. I., and Sard, E. W.: «Low-Frequency Prototype Backward-Wave Reactance Amplifier», *Microwave J.*, 1959, 2, August, p. 34.
518. Stitch, M. L.: «Maser Amplifier Characteristics for One- and Two-Iris Cavities», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 3, p. 175.
519. Rockwell, R. G.: «Are Klystron Amplifiers inherently Noisy?» *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, pt 3, p. 55.
520. Smullin, L. D., and Haus, H. A.: «Noise in Electron Devices», (Wiley, New York, 1959).
521. Pulfer, J. K.: «Voltage Tuning in Tunnel-Diode Oscillators», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 1155.
- \*522. Sommers, H. S., Chang, K. K. N., Nelson, H., Steinhoff, R., and Schnitzler, P.: «Tunnel Diodes for Low-Noise Amplification», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt. 3, p.3.
523. Penfield, P.: «Noise Performance of Tunnel-Diode Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 1478.
- \*524. Lesk, I. A., Holonyak, N., Davidsohn, U. S., and Arons, M. W.: «Germanium and Silicon Tunnel Diodes — Design, Operation and Application», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 3, p. 9.
525. Penfield, P.: «Noise in Negative-Resistance Amplifiers», *Trans. I. R. E.*, 1960, CT-7, p. 166.
526. Gottlieb, E.: «Using the Tunnel Diode», *Electronic Industr.*, 1960, 19, p. 110.
527. Hall, R. N.: «Tunnel Diodes», *Trans. I. R. E.*, 1960, ED-7, p. 1.
528. Batdorf, R. L., Dacey, G. C., Wallace, R. L., and Walsh, D. J.: «Esaki Diode in InSb», *J. appl. Phys.*, 1960, 31, p. 613.
529. Holonyak, N., and Lesk, I. A.: «Gallium Arsenide Tunnel Diodes», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 1405.
530. Bickley, J.: «Measurement of Transistor Characteristic Frequencies in the 20-1000 Mc/s Range», *Proc. I. R. E.*, 1960, 107B, p. 301.
531. Brett, H., Brand, F. A., and Matthei, W. G.: «A Varactor-Diode Parametric Standing-Wave Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 509.
532. Vincent, B. T.: «A High-Performance X-Band Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 511.
533. Wessel-Berg, T., and Bløtebjerg, K.: «Beam Interception and Limiting Gain in Adler Tubes», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 516.
534. Troup, G. J.: «The Optimum Line Width for a Reflection Cavity Maser», *Austral. J. Phys.*, 1960, 13, p. 615.
535. Henoch, B. F.: «Aspects Wide-Band Parametric Travelling-Wave Amplifiers», *Ericsson Tech.*, 1960, 16, p. 77.
536. Kiel, A.: «Cross-Relaxation in Dilute Paramagnetic Systems», *Phys. Rev.*, 1960, 120, p. 137.
537. Gruenberg, H.: «A Ferromagnetic Amplifier using Dielectric Loading», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 1779.
538. Mortenson, K. E.: «Parametric Diode Figure of Merit and Optimization», *J. appl. Phys.*, 1960, 31, p. 1207.
539. Zuleeg, R.: «Parametric Amplification Properties in Transistors», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 1785.
540. Berghammer, J., and Bloom, S.: «On the Nonconservation of Noise Parameters in Multivelocity Beams», *J. appl. Phys.*, 1960, 31, p. 454.
541. Kotzebue, K. L.: «Optimum Noise Performance of Parametric Amplifiers», *Pros. I. R. E.*, 1960, 48, p. 1324.
542. Karnal, A. K., and Holub, A. J.: «Gain Inconsistencies in Low-Frequency Parametric Up-Converters», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 1784.
543. Dermit, G., Lockwood, H., and Hauer, W.: «10-kMc/s Germanium Tunnel Diode», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 519.
544. Brown, F. W.: «The Noise Figure of Negative-Conductance Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 520.

545. Landauer, R.: «Parametric Standing-Wave Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1328.
546. Forrester, P. A., and Mims, W. B.: «See-Saw Maser Operation», *J. appl. Phys.*, 1961, **32**, p. 317.
547. Gould, R. W.; and Johnson, C. C.: «Coupled Mode Theory of Electron-Beam Parametric Amplification», *J. appl. Phys.*, 1961, **32**, p. 248.
548. Sie, J. J.: «Absolutely Stable Hybrid-Coupled Tunnel-Diode Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1321.
549. Loach, B. C. de: «17.35- and 30-kMc/s Parametric Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1323.
550. Goldstein, I., and Zorzy, J.: «Some Results on Diode Parametric Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1783.
551. Goldstein, I.: «Some Parametric Amplifier Circuit Configurations and Results», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1783.
552. Sensiper, S., and Weglein, R. D.: «Capacitance and Charge Coefficients for Parametric Diode Devices», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1482.
553. Senf, H. R.: «Masers for Systems Applications», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1960, pt 1, p. 43.
554. Hahn, R. D., and Osial, T. A.: «Low-Noise, Solid-State Microwave Amplifier», *Elect. Manufng*, 1959, **64**, October, p. 139.
555. Boyd, C. R.: «A Generalized Approach to the Evaluation of *N*-Frequency Parametric Mixers», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1960, **16**, p. 472.
556. Houlding, N.: «Measurement of Varactor Quality», *Microwave J.*, 1960, **3**, January, p. 40.
557. Pettai, R., Bossard, R., and Weisbaum, S.: «Single-Diode Parametric Up-Converter with Large Gain-Bandwidth Product», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1323.
558. Johnson, K. M.: «Effect of a Generator or Load Mismatch on the Operation of a Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1327.
559. Bossard, B. B., Frost, E., and Fishbein, W.: «X-Band Super-Regenerative Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1329.
560. Fleri, D., and Sie, J.: «The Effect of Parasitic Diode Elements on Travelling-Wave Parametric Amplification», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1330.
561. Boyett, H., and Fleri, D.: «A Method for Broad-Banding Synchronism in Travelling-Wave Parametric Devices», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1331.
562. Montgomery, G. F.: «Parametric Amplification with a Low-Frequency Pump», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1214.
563. Matthaei, G. L.: «A Study of the Optimum Design of Wide-Band Parametric Amplifiers and Up-Converters», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 23.
564. Weglein, R. D., and Keywell, F.: «A Low-Noise X-Band Parametric Amplifier using a Silicon Mesa Diode», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 39.
565. Arms, F. R.: «Maser Operation at Signal Frequencies Higher than Pump Frequency», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 68.
566. Hanson, D. W., and Rowley, J. J.: «Single-Mode Cavity Maser at 2,200 Mc/s», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 97.
567. Okwit, S., and Smith, J. G.: «Travelling-Wave Maser with Instantaneous Band-widths in excess of 100 Mc/s», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1210.
568. Boyd, C. R.: «Design Considerations for Parametric Amplifier Low-Noise Performance», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MIL-5**, p. 72.
569. Bogle, G. S.: «Cross-Relaxation Masers», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 573.

570. Z u c k e r, H.: «Travelling-Wave Parametric Amplifier Analysis using Difference Equations», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 591.
571. L e a-W i l s o n, C. P., B r i d g e s, T. J., and V o k e s, J. C.: «The Application of Beam Cooling to Quadruple Amplifiers», *J. Electronics Control*, 1961, **10**, p. 261.
572. G o r d o n, E. I.: «Noise in Beam-Type Parametric Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1208.
573. W a n s e l o w, R. D.: «A Variable Dual Reactance Travelling-Wave Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 973.
574. F e i s t, W. M.: «Noise Performance and Stability of a Hybrid-Coupled Tunnel Diode Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 975.
575. K i t a, S., O k a j i w a, T., and C h u n g, M.: «Parametric Amplifier using a Silver-Bonded Diode», *Trans. I. R. E.*, 1961, **ED-8**, p. 105.
576. W a d e, G.: «Low-Noise Amplifiers for Centimetre and Shorter Wavelengths», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 880.
577. R o b s o n, P. N.: «A Cyclotron Wave Amplifier with Magnetic Pumping», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 645.
578. M c C o t t e r, J. D., W a l k e r, M. J., and F o r t i n i, M. M.: «A Coaxially Packaged MADT for Microwave Applications», *Trans. I. R. E.*, 1961, **ED-8**, p. 8.
579. R o b e r t s, R. W.<sub>A</sub>: «K<sub>a</sub>-Band Ferrite Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 963.
580. L o n g, E. D., and W o m a c k, C. P.: «Designing Tunnel-Diode R. F. Amplifiers», *Electronics*, 1961, **34**, February, 17th, p. 120.
581. S h e p h e r d, G. P.: and K i e l y, D. G.: «Parametric Up-Converter Tunable over an 18:1 Frequency Band», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 966.
582. L o u i s e l l, W. H.: «Coupled Mode and Parametric Electronics» (Wiley, New York, 1961).
583. Y a r i v, A., and K o m p f n e r, R.: «Noise Temperature in Distributed Amplifiers», *Trans. I. R. E.*, 1961, **ED-8**, p. 207.
584. F r e d r i c k s, R. W.: «Travelling-Wave Tube Analysis of the Adler Tube», *Trans. I. R. E.*, 1961, **ED-8**, p. 212.
585. K l i p h u i s, J.: «C-Band Nondegenerate Parametric Amplifier with 500-Mc/s Bandwidth», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 961.
- \*586. Z a k a r o v, A. L.: «Instability Effects in a Semiconductor Amplifier with Negative Effective Carrier Mass», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1960, **38**, p. 665.
587. S t r a n d b e r g, M. W. P.: «Crossover Transitions», *J. Phys. Chem. Solids*, 1960, **16**, p. 39.
588. M a r t i n, A. V. J.: «Introduction to the Theory of the Tectetron», *J. Phys. Radium*, 1960, **21**, Sup. No. 3, p. 24 A.
589. A i t c h i s o n, R. E.: «A Transmission Matrix Analysis of the Cavity Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E., Austral.*, 1960, **21**, p. 479.
590. C h a k r a b o r t y, N. B.: «Analysis of Fast-Wave Couplers for Transverse Field Beam-Type Parametric Amplifiers», *J. Electronics Control*, 1961, **10**, p. 147.
591. A h e r n, S. A., G o u l d, P. A., and W a l l i n g, J. C.: «Cross-Relaxation Phenomena in Solid-State Masers», *J. Electronics Control*, 1960, **9**, p. 477.
592. V l a a r d i n g e r b r o e k, M. T.: «Small-Signal Performance and Noise Properties of Microwave Triodes», *Philips res. Rep.*, 1960, **15**, p. 124.
593. J o h n s o n, K. M.: «Broad-Band Cavity-Type Parametric Amplifier Design», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 187.
594. S t e v e n s, K. W. H.: «Masers», *Contemporary Phys.*, 1960, **2**, p. 1.
595. Y a r i v, A., and C o o k, J. S.: «A Noise Investigation of Tunnel-Diode Microwave Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 739.
596. A d l e r, R., and W a d e, G.: «Behaviour of Thermal Noise and Beam Noise in a Quadrupole Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 802.
597. R o s e n b e r g, G.: «Parametric Amplifiers in the Microwave Region», *Elektrotek. Tid.*, 1960, **73**, p. 475.

598. Tetenbaum, S. J., Olson, F. A., and Savarin, A.: «An L-Band Travelling-Wave Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 1230.
599. Bell, C. V., and Wade, G.: «The Noise Figure of Iterative Travelling-Wave Parametric Amplifiers», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1960, 4, pt 1, p. 55.
600. Thiele, A. P. C.: «New Microwave Amplifying Techniques — Applications and Developments», *Brit. Commun. Electronics*, 1960, 7, p. 734.
601. Schaffner, G., and Voornhaar, F.: «A Nondegenerate S-Band Parametric Amplifier with Wide Bandwidth», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 824.
602. Chester, P. F.: «Cross-Doping Agents for Rutile Masers», *J. appl. Phys.*, 1961, 32, p. 866.
603. Smith, R. A.: «Amplification through Stimulated Emission — The Maser», *Brit. J. appl. Phys.*, 1961, 12, p. 197.
- \*604. Basov, N. G., Krokhin, O. N., and Popov, Y. M.: «Semiconductor Amplifiers and Generators with Carriers having Negative Effective Mass», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1960, 38, p. 1001.
605. Dayem, A.: «Effect of Upper Sidebands in Travelling-Wave Parametric Amplifiers», *Bull. schweiz. elektrotech. Ver.*, 1960, 51, p. 1054.
606. Denton, R. T.: «Theoretical and Experimental Characteristics of a Ferromagnetic Amplifier using Longitudinal Pumping», *J. appl. Phys.*, 1961, 32, p. 300 S.
607. DeGrasse, R. W., Kostelnick, J. J., and Scovill, H. E. D.: «Project Echo — The Dual Channel 2390-Mc/s Travelling-Wave Masers», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, 40, p. 1117.
608. Hamada, S., and Mukai, H.: «Staggered Operation of Doubly Resonant Parametric Amplifiers», *Rev. elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1961, 9, p. 20.
609. Kurokawa, K., and Uenohara, M.: «Minimum Noise Figure of the Variable-Capacitance Amplifier», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, 40, p. 695.
610. Burrus, C. A., and Trambarulo, R.: «A Millimetre-Wave Esaki-Diode Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 1075.
611. Ashkin, A.: «A Low-Noise Microwave Quadrupole Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 1016.
612. Sabisky, E. S., and Gerritsen, H. J.: «A Travelling-Wave Maser using Chromium-Doped Rutile», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 1329.
613. Hsu, H., and Wnuga, S.: «The Wide Tuning Range of Backward Travelling-Wave Parametric Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 1339.
614. Cuccia, C. L., and Wolkstein, H. J.: «Recent Advances in Low-Noise Travelling-Wave Tubes», *Microwave J.*, 1961, 4, August, p. 85.
615. Wachowski, H. M.: «A Tunable L-Band Tunnel Diode Amplifier», *Internat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1961, 9, pt. 3, p. 64.
616. Kusum, H. A., Harrison, R. I., and Harrison, S. W.: «X-Band Parametric Amplification — An Integrated Approach to the Diode and Circuit Problem», *Internat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1961, 9, pt 3, p. 129.
617. Arams, F.: «Maser Action in Ruby by Off-Resonance Pumping», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 1426.
618. Jurkus, A., and Robson, P. N.: «Gain Saturation in a Travelling-Wave Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 1433.
619. Broussard, G., and Malnar, L.: «Investigation of the Performance of Coupled-Cavity Maser-Type Amplifiers», *Onde. elect.*, 1960, 40, p. 555, and 1961, 41, p. 184.
620. Gordon, E. I., and Ashkin, A.: «Energy Interchange between Cyclotron and Synchronous Waves in Quadrupolar Pump Fields», *J. appl. Phys.*, 1961, 32, p. 1137.
621. Klüver, J. W.: «Parametric Coupling between the Transverse Waves on O- and M-Type Beams», *J. appl. Phys.*, 1961, 32, p. 1111.
622. Thorp, J. S., Pace, J. H., and Sampson, D. F.: «Microwave

- Appraisal of Maser Crystals», *Brit. J. appl. Phys.*, 1961, **12**, p. 705.
623. Vincent, B. T.: «A C-Band Parametric Amplifier with Large Bandwidth», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1682.
624. Thompson, G. H. B.: «Unidirectional Lower-Sideband Parametric Amplifier without Circulator», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1684.
625. Cuccia, C. L., and Channing, K. K. N.: «The Helix Parametric Amplifier: A Broad-Band Solid State Microwave Amplifier», *RCA Rev.*, 1961, **22**, p. 219.
626. Bloom, S.: «Effect of Distributed-Loss Noise Generators on Travelling-Wave-Tube Noise Factor», *RCA Rev.*, 1961, **22**, p. 347.
627. Johnson, K. M.: «Improving the Gain Stability of Parametric Amplifiers», *Microwave J.*, 1961, **4**, December, p. 86.
628. Pedinoff, M. E.: «The Negative-Conductance Slot Amplifier», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 557.
629. Gilden, M., and Matthaei, G. L.: «Practical Design and Performance of Nearly Optimum, Wide-Band Degenerate Parametric Amplifiers», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 484.
630. Anderson, D. B., and Aukland, J. C.: «Transmission-Phase Relations of Four-Frequency Parametric Devices», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 491.
631. Carter, D. L.: «A CW Solid-State, Push — Pull Maser in the 5 to 6 Millimetre Wavelength Region», *J. appl. Phys.*, 1961, **32**, p. 2541.
632. Amoss, J. W., and Rodrigue, G. P.: «A Resonant Slot Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1939.
633. Grace, M.: «An Extremely Wideband Tunable S-Band Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1940.
634. Johnson, K. M.: «Broad-Band S-Band Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1943.
635. Uenohara, M., and Wolfe, R.: «Parametric Amplifier with Thermo-electric Refrigeration», *Trans. I. R. E.*, 1961, **ED-8**, p. 521.
636. Okwit, S., and Sard, E. W.: «Constant-Output-Frequency, Octave-Tuning-Range, Backward-Wave Parametric Amplifier», *Trans. I. R. E.*, 1961, **ED-8**, p. 540.
637. Reindel, J.: «A Compact Tunable Tunnel Diode S-Band Receiver», *Microwave J.*, 1961, **4**, December, p. 92.
638. Matthaei, G. L.: «Design Theory of Up-Converters for use as Electronically Tunable Filters», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 425.
639. Niclas, K. B.: «Contribution to the Theory of Minimum Noise Figure of Low-Noise Travelling-Wave Tubes», *Arch. elekt. Ubertragung*, 1961, **15**, p. 101.
640. Grabowski, K.: «Lossy Coupling in Parametric Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1573.
641. Bass, J. C., and Wilson, M. G. F.: «Cyclotron Wave Interaction in Spatially Periodic Electrostatic Quadrupole Fields», *J. Electronics Control*, 1961, **11**, p. 125.
642. Bogle, G. S., and Gardner, F. F.: «Cross-Relaxation Effects in a Ruby L-Band Maser at Low Magnetic Fields», *Austral. J. Phys.*, 1961, **14**, p. 381.
643. Saito, F.: «Transient Phenomena in Ruby Maser», *J. Phys. Soc. Japan*, 1961, **16**, p. 2592.
644. Barker, W. A.: «Thermodynamics and Statistical Mechanics of a Three-Level Maser», *Phys. Rev.*, 1961, **124**, p. 124.
645. Campbell, C. K.: «Magnetization Nutations in Maser Oscillation Pulses», *Canad. J. Phys.*, 1961, **39**, p. 1514.
646. Kuh, E. S., and Fukada, M.: «Optimum Synthesis of Wide-Band Parametric Amplifiers and Converters», *Trans. I. R. E.*, 1962, **CT-8**, p. 410.
647. Zuleeg, R., and Vodicka, V. W.: «Microwave Operation of Drift Transistors in Transit-Time Mode», *Trans. I. R. E.*, 1962, **CT-8**, p. 426.
648. Haddad, G. I., and Rowe, J. E.: «X-Band Ladder-Line Travelling-Wave Maser», *Trans. I. R. E.*, 1962, **MTT-10**, p. 3.

649. Matthaei, G. L.: «An Electronically Tunable Up-Converter», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1703.
650. Prager, H. J., and Chang, K. K. N.: «The Effect of Large Pump Voltage on Tunnel-Diode Down-Converter Performance», *RCA Rev.*, 1961, **22**, p. 567.
651. Gerritsen, H. J.: «Recent Developments in Maser Devices and Materials», *Appl. Optics*, 1962, **1**, p. 37.
652. Carroll, J. E.: «Subharmonic Parametric Pumping of a Quadrupole Amplifier», *J. Electronics Control*, 1961, **11**, p. 321.
653. Tuffill, H. W., and Williams, A. D.: «Electron Orbits through a Quadrupole Amplifying Structure», *J. Electronics Control*, 1961, **11**, p. 401.
654. Thorp, J. S.: «Anomalies in Adiabatic Rapid Passage in Ruby», *J. Electronics Control*, 1961, **11**, p. 439.
655. Montgomery, G. F.: «Parametric Behaviour of an Ideal Two-Frequency Varactor», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 78.
656. Kuh, E. S.: «Theory and Design of Wide-Band Parametric Converters», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 31.
657. Forster, J. H., and Uenohara, M.: «Diffused Silicon Mesa Diodes for Use in Refrigerated Parametric Amplifiers», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 82.
658. Senko, F. P.: «Survey of Low-Noise Microwave Amplifiers», *Electronic Industr.*, 1962, **21**, p. 115.
659. Seidel, H.: «Noise Properties of Four-Pole Networks with Application to Parametric Devices», *Trans. I. R. E.*, 1962, **CT-8**, p. 398.
660. Castro, E. De: «Theory of Parametric Amplifiers and Converter-Amplifiers of Resistance Type», *Alta Frequenza*, 1961, **30**, p. 418.
661. Denton, R. T., and Snow, W. B.: «Origin of Noise in a Ferromagnetic Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 208.
662. Uenohara, M.: «An Extremely-Low-Noise 6-Gc/s Nondegenerate Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 208.
663. Makurat, D. M., Hertel, R. C., and Ishii, K.: «The Reflex Klystron as an Amplifier at 73 kMc/s», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 210.
664. Baldwin, L. D.: «Nonreciprocal Parametric Amplifier Circuits», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1075.
665. Ishii, K.: «On Use of Reflex Klystrons for Microwave and Millimetre Waves», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1960, **16** p. 744.
666. Little, A. G.: «A Wide-Band Single-Diode Parametric Amplifier using Filter Techniques», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 821.
667. Gilden, M., and Matthaei, G. L.: «A Nearly Optimum Wide-Band Degenerate Parametric Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 833.
668. Engelbrecht, R. S.: «Parametric Energy Conversion by Nonlinear Admittances», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 312.
669. Kinaman, E. W., and St. John, G. E.: «An Octave-Bandwidth Ultra-Low-Noise Travelling-Wave Amplifier», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1960, **4**, pt 3, p. 72.
670. Bosch, B. G., and Nicolas, K. B.: «Ultra-Low-Noise Travelling-Wave Tube with Simple Electron-Gun Structure», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 324.
671. Bossard, B. B., and Pettai, R.: «Broad-Band Parametric Amplifiers by Simple Experimental Techniques», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 328.
672. Johnson, K. M.: «900-Mc/s, Nondegenerate X-Band Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 332.
673. Ditchfield, C. R.: «Masers», *J. I. E. E.*, 1962, **8**, p. 139.
674. Blackwell, L. A., and Kotzebue, K. L.: «Semiconductor-Diode Parametric Amplifiers» (Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1961).
675. Morrison, J. A.: «Maximization of the Fundamental Power in Nonlinear Capacitance Diodes», *Bell Syst. tech. J.*, 1962, **41**, p. 677.
676. Ready, J. F., and Chen, D.: «Optical Pumping of Masers using Laser Output», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 329.

677. Ribbens, W. B.: «Quasi-Cascaded Parametric Amplifier», *J. appl. Phys.*, 1962, **33**, p. 757.
678. Grabowski, K. P.: «A Nondegenerate Travelling-Wave Parametric Amplifier», *Trans. I. R. E.*, 1962, **MTT-10**, p. 98.
679. Israelsen, B. P.: «The Effect of Helix Loss on Noise Figure in Travelling-Wave Tubes», *Trans. I. R. E.*, 1962, **ED-9**, p. 217.
680. Pircher, G., and Chausseaux, M.: «Parametric Amplification at Ultra-High Frequencies», *Ann. Telecomm.*, 1961, **16**, p. 296.
681. Ditchfield, C. R.: «Noise Limits of a Maser System», *Low Noise Electronics* (Pergamon Press, London, 1962).
682. Hayasi, S., and Kurokawa, T.: «A Balanced-Type Parametric Amplifier», *Trans. I. R. E.*, 1962, **MTT-10**, p. 185.
683. Okwit, S., and Smith, J. G.: «Packaged Electronically Tunable S-Band Travelling-Wave Maser System», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 1470.
684. Spacek, G. C.: «Double-Pumped X-Band Parametric Amplifier with Extremely Large Gain — Bandwidth Product», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 1534.
685. Luksch, J. A., and Stachejko, V.: «A New Approach to Simplified Parametric Amplifier Tuning», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 1540.
686. Boyet, H., and Fleri, D.: «Broadband Hybrid-Coupled Tunnel-Diode Amplifier in the U. H. F. Region», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 1527.
687. Devor, D. P., D'Haenens, I. J., and Asawa, C. K.: «Micro-wave Generation in Ruby due to Population Inversion Produced by Optical Absorption». *Phys. Rev. Lett.*, 1962, **8**, p. 432.

\* \* \*

28. Басов Н. Г., Веселаго В. Г., Жаботинский М. Е. Увеличение добротности объемного резонатора при помощи регенерации. *ЖЭТФ*, 1955, т. 28, стр. 242.
29. Басов Н. Г., Прохоров А. М. Теория молекулярного генератора и молекулярного усилителя мощности. *ЖЭТФ*, 1956, т. 30, стр. 560; *ДАН СССР*, 1955, т. 101, стр. 47.
30. Басов Н. Г., Прохоров А. М. Возможные методы получения активных молекул. *ЖЭТФ*, 1955, т. 1, стр. 184.
31. Басов Н. Г., Вул Б. М., Попов В. М. Квантовомеханические полупроводниковые генераторы и усилители электромагнитных колебаний. *ЖЭТФ*, 1959, т. 37, стр. 587.
45. Бломберген Н. Квантовый парамагнитный усилитель. В сб. переводов «Квантовые парамагнитные усилители», под ред. В. Б. Штейншлейгера и С. А. Элькинда. Изд-во иностранной литературы, 1961, стр. 77.
71. Батчер П. Теория трехуровневых парамагнитных усилителей. В сб. переводов, см. поз. 45.
85. Чжан. Малошумящий усилитель на туннельном диоде. В сб. переводов «Туннельные диоды», под ред. В. И. Фистуля. Изд-во иностранной литературы, 1961, стр. 87.
86. Чжан. Оптимальные шумовые характеристики усилителей на туннельных диодах. В сб. переводов, см. поз. 85.
99. Клогстон. Восприимчивость трехуровневого квантового усилителя. В сб. переводов, см. поз. 45.
127. Де-Грассе Р., Шульц-Дюбуа Е., Сквилл Г. Трехуровневый парамагнитный усилитель бегущей волны с твердым веществом. В сб. переводов, см. поз. 45.
149. Файн В. М. Об эффекте насыщения в системе с тремя энергетическими уровнями. *ЖЭТФ*, 1957, т. 33, стр. 1290.
174. Джанино П., Доминик Ф. Перестраиваемый квантовый парамагнитный усилитель 3-см диапазона на рубине. В сб. переводов, см. поз. 45.

251. Климонтович Ю. Л., Хохлов Р. В. К теории молекулярного генератора. ЖЭТФ, 1957, т. 32, стр. 1150.
260. Конторович В. М. О применении двух вспомогательных полей для получения эмиссионных состояний в квантовомеханических усилителях и генераторах. ЖЭТФ, 1957, т. 33, стр. 1064.
261. Конторович В. М., Прохоров А. М. О нелинейных эффектах взаимодействия резонансных полей в молекулярном генераторе и усилителе. ЖЭТФ, 1957, т. 33, стр. 1428.
262. Корниенко Л. С., Прохоров А. М. Тонкая структура спектра электронного парамагнитного резонанса ионов  $Fe^{3+}$  в решетке  $Al_2O_3$ . ЖЭТФ, 1957, т. 33, стр. 805.
279. Лесота С. К. О минимальном коэффициенте шума двухлучевой лампы. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, стр. 1288.
294. Мейман Т. Квантовый усилитель с рубином. Влияние температуры и концентрации ионов. В сб. переводов, см. поз. 45.
297. Маненков А. А., Прохоров А. М. Тонкая структура парамагнитного резонанса иона  $Cr^{3+}$  в хромовом корунде. ЖЭТФ, 1955, т. 28, стр. 762.
306. Мид. Усилитель с туннельной эмиссией. В сб. переводов, см. поз. 85.
308. Микаэлян А. Л. Проблема создания ферритовых усилителей на сверхвысоких частотах. «Радиотехника и электроника», 1958, т. 3, стр. 1323.
309. Мимс У., Мак-Ги Дж. Перенос энергии при спин-спиновом взаимодействии и работа трехуровневого квантового усилителя. В сб. переводов, см. поз. 45.
324. Никольский В. В. К теории ферритового усилителя на сантиметровых волнах. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, стр. 726.
375. Рутц. Применение туннельного диода в схеме высокочастотного генератора с сосредоточенными постоянными. В сб. переводов, см. поз. 85.
386. Шульц-Дюбуа Е. О. Парамагнитные спектры замещенных сапфиров. В сб. переводов, см. поз. 45.
387. Шульц-Дюбуа Е. О., Сковил Г., Де-Грасс Р. Использование парамагнитного вещества в трехуровневых квантовых усилителях. В сб. переводов, см. поз. 45.
413. Зингер Д. Мазеры. Пер. с англ., под ред. Ф. Н. Бункина. Изд-во иностранной литературы, 1961.
421. Соммерс. Использование туннельных диодов в качестве высокочастотных приборов. В сб. переводов, см. поз. 85.
430. Стрендберг М. Собственный шум квантовых усилителей. В сб. переводов, см. поз. 45.
437. Тагер А. С. Исследование шумовых свойств ламп с бегущей волной. «Радиотехника и электроника», 1957, т. 2, стр. 222.
452. Кристаллические детекторы. Пер. с англ., под ред. Е. Я. Пумпера. Издательство «Советское радио», 1950.
463. Валиев К. А., Башкиров Ш. Ш. Стимулированный усилитель радиочастотных сигналов на сверхтонких подуровнях парамагнитных атомов. ЖЭТФ, 1958, т. 35, стр. 302.
464. Васильев Е. И., Лопухин В. М. Теория шумов в лампе бегущей волны. ЖТФ, 1954, т. 24, стр. 895.
506. Зарнов М., Шамонин И. И. Парамагнитный резонанс в синтетическом рубине. ЖЭТФ, 1956, т. 30, стр. 291.
510. Зверев Г. М., Корниенко Л. С., Маненков А. А., Прохоров А. М. Парамагнитный усилитель и генератор на хромовом корунде. ЖЭТФ, 1958, т. 34, стр. 1660.
511. Зиерев Г. М., Прохоров А. М. Электронный парамагнитный резонанс  $Co^{2+}$  в корунде. ЖЭТФ, 1959, т. 36, стр. 647.

522. Соммерс, Чжан, Нельсон, Штейнгофф, Шнитцлер. Применение туннельных диодов для усиления с малыми шумами. В сб. переводов, см. поз. 85.
524. Леск, Холоньяк, Дэвидсон, Ааронс. Германневый и кремниевый туннельные диоды. В сб. переводов, см. поз. 85.
586. Захаров А. Л. Явление неустойчивости в полупроводниковом усилителе с отрицательной эффективной массой носителей. ЖЭТФ, 1960, т. 38, стр. 665.
604. Басов Н. Г., Крохин О. Н., Попов Ю. М. О полупроводниковых усилителях и генераторах с отрицательной эффективной массой носителей. ЖЭТФ, 1960, т. 38, стр. 1001.
-

## ГЛАВА 18

# АНТЕННЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ И ЭЛЕКТРОНИКА ГАЗОВОГО РАЗРЯДА

### 18.1. ПРИНЦИПЫ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ АНТЕННЫ

#### 18.1.1. Пассивная схема

Дуплексная работа [103, 199, 306] системы сверхвысоких частот обеспечивает пропускание по передающей линии сигналов, имеющих одинаковую частоту; этот вид работы не следует смешивать с коммутацией, осуществляемой в зависимости от разницы частот двух сигналов. Частным случаем, который рассматривается ниже, является использование общего элемента, например, антенны для приемника и передатчика. Желательно, чтобы антенный переключатель обладал следующими свойствами: малое ослабление и хорошая изоляция между приемником и передатчиком в широкой полосе частот, отсутствие элементов настройки, надежность и продолжительный срок службы.

При работе в режиме незатухающих колебаний антенный переключатель необходим, с одной стороны, для развязки приемника от передатчика в течение всего рабочего времени, а с другой — для обеспечения максимальной связи передатчика с антенной и антенны с приемником. При работе с импульсами большой мощности требуемая для защиты приемника изоляция [202] составляет около 60—80 дБ. Кроме того, необходимо защитить приемник от случайных импульсов, принимаемых от расположенного поблизости другого оборудования [265, 268]. В зависимости от назначения антенный переключатель должен восстанавливать свои свойства для работы в режиме приема за время 1—50 мксек.

Если в первом каскаде приемника используется полупроводниковый диод с точечным контактом, то во избежание его подгорания уро-

вень просачивающейся через переключатель мощности не должен превышать 50 *мвт*. Тепловая постоянная времени контакта диода составляет около  $10^{-7}$  *сек*, и энергия переходных процессов в переключателе во избежание временного или необратимого ухудшения свойств диода не должна превышать соответственно 0,01 и 0,1 *эрг*. Некоторые из рассмотренных в гл. 17 усилителей высокой частоты с малым уровнем шумов [89, 258] даже еще чувствительнее к величине просачивающейся мощности, и, более того, многие из их преимуществ теряются, если переключатель сам добавляет заметные шумы.

Пассивный антенный переключатель может быть сконструирован, например, из необладающих потерями четырехполюсников [207].

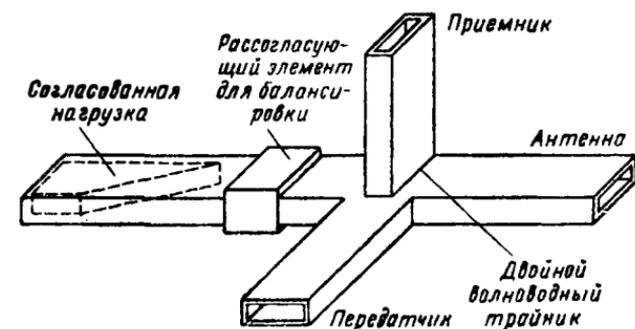


Рис. 18. 1. Простой пассивный антенный переключатель.

В этом устройстве потери составляют 3 *дб* как при приеме, так и при передаче.

На рис. 18.1 показано, что для этой цели использован двойной волноводный тройник. Мощность от передатчика в данном случае делится между согласованной нагрузкой в одном плече и антенной в другом, в то время как мощность, принимаемая антенной, делится поровну между приемником и передатчиком. Для такого простейшего устройства минимальная величина общих потерь составляет 6 *дб*. Из-за несовершенства соединений и из-за рассогласования нагрузки и антенны развязка между приемником и передатчиком ухудшается. Обусловленное этим просачивание может быть сбалансировано в узкой полосе частот до уровня меньше —100 *дб*.

Пассивные антенные переключатели, основанные на волнах с круговой поляризацией, обладают ничтожным затуханием и, кроме того, обеспечивают изоляцию передатчика от влияния изменений полного сопротивления антенны. Передаваемая волна имеет одно направление вращения плоскости поляризации, а принимаемая волна благодаря отражению имеет другое направление; с помощью соответствующей схемы эти волны можно разделить. На рис. 18.2, *а* изображено устройство, включающее в себя два ортогональных преобразователя волны  $TE_{01}$  в прямоугольном волноводе в волну

$TE_{11}$  в круглом волноводе; в последнем находится четвертьволновая пластинка. Фазы составляющих электрического поля передатчика показаны на рис. 18.2, б; на нем видно, что отраженная волна после прохождения пластины преобразуется в линейно-поляризованную волну. Плоскость поляризации подбирается таким образом, чтобы волна прошла в левую приемника.

Преобразование линейной поляризации волны в круговую можно осуществить в самой антенне [129] с помощью, например, поляризу-

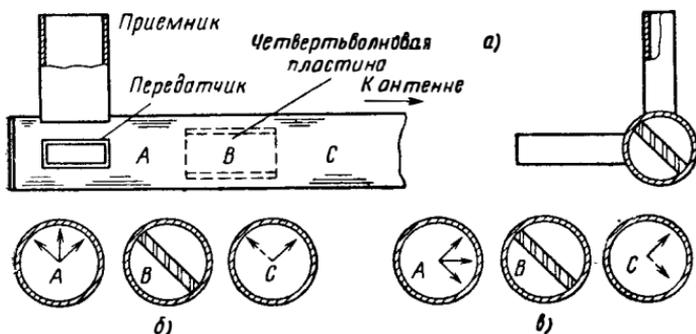


Рис. 18. 2. Пассивный антенный переключатель с круговой поляризацией волны:

*а*— конструкция в сборе; *б*— направление вектора электрического поля при передаче; *в*— направление вектора электрического поля при приеме.

ющих зеркал [63, 179]. Кроме того, приемник и передатчик могут быть подсоединены к противоположным прямоугольным плечам турникетного шестиплечего соединения; оставшиеся пары плеч нагружаются короткозамыкателями таким образом, что их электрические длины отличаются на  $1/4\lambda_g$ . На частоте 9 Гц такой антенный переключатель обеспечивает [156] изоляцию лучше 40 дБ в полосе 100 Мгц. При другой настройке турникетного соединения можно обеспечить переключение при ортогональности плоскостей линейной поляризации передаваемой и принимаемой волн.

Ограничение по поляризации устраняется с помощью ферритовых циркуляторов. В четырехплечем устройстве, показанном на вставке рис. 18.3, энергия от передатчика *T* проходит к антенне *A*, в то время как энергия от антенны поступает на вход приемника *R*. Для поглощения любой просочившейся мощности к четвертому плечу присоединена искусственная нагрузка *L*. Такие экспериментальные антенные переключатели, основанные на фарадеевском вращении плоскости поляризации [102], имеют изоляцию лучше 30 дБ при ширине полосы 0,7% от основной частоты 35 Гц. Циркуляторы для частоты 9 Гц, в которых феррит расположен в короткозамкнутом круглом волноводе турникетного соединения, обладают [45] такой же дискриминацией при вносимых потерях 0,4 дБ, КСВН 1,25 и общей длине 3,8 см. Такие переключатели работают вполне

удовлетворительно в режиме незатухающих колебаний при средней мощности около 50 *вт*.

При подключении антенного переключателя, показанного на рис. 18.3, к передатчику, генерирующему импульсы мощностью 19 *квт* и длительностью 0,2 *мксек*, ввиду конечного частотного спектра просачивающаяся мощность составляла 400 *мвт*; это значение может быть уменьшено при использовании широкополосных конструкций. В антенных переключателях на большие мощности должны применяться также ферриты, на которые падает полная излучаемая мощность и которые могут выдерживать высокое напряжение

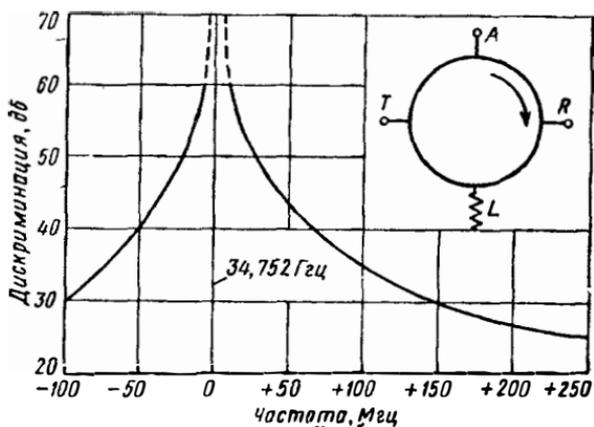


Рис. 18. 3. Изоляция, создаваемая ферритовым антенным переключателем.

На вставке показано расположение плеч. Мощность на входе 40 *квт*. Феррит типа феррокуску В-3.

и рассеивать за счет воздушного или водяного охлаждения тепло, выделяющееся в результате присущего им затухания.

Защита приемника, осуществляемая пассивными антенными переключателями, значительно улучшается при использовании ограничителей мощности, которые базируются на использовании ферритов [297, 298, 313, 322], варакторных диодов [302, 311, 312] или ЛБВ [314]. Исследование [310] ферритовых ограничителей показало, что у них как пиковое, так и установившееся значение мощности утечки превышает допустимые пределы. Некоторое улучшение может быть достигнуто при соответствующем выборе ферритовых материалов и геометрической конфигурации. Применение варакторных диодов позволяет уменьшить просачивание мощности до допустимых пределов. Устройство [303], состоящее из ферритового предварительного ограничителя, основного ферритового ограничителя и двухступенчатого диодного ограничителя, работало в полосе 200 *МГц* при средней частоте 9,3 *ГГц* с вносимыми потерями 2 *дБ*. При поступлении на вход импульса мощностью 5 *квт* проса-

чивающаяся энергия пика составляет менее 0,6 эрг, а величина установившегося значения импульса просачивающейся мощности была менее 100 мвт.

### 18.1.2. Переключатели на твердом теле

Высокая степень изоляции, требуемая при импульсной работе, может быть достигнута за счет разнесенного по времени переключения, при котором аттенуатор или переключатель возбуждаются синхронно с импульсом передатчика. Применение в приемном плече пассивного антенного переключателя соответствующих устройств на твердом теле позволяет получить низкий уровень шумов и высокую скорость переключения. Для устранения просачивания мощности, обусловленного конечностью времени установления стационарного процесса, желательно заранее подвозбудить переключатель так, чтобы он обладал полными вносимыми потерями еще до начала импульса передатчика.

В качестве высокоскоростных переключателей успешно работают [8, 26, 70, 71, 72, 73, 158, 286] полупроводниковые диоды, поскольку их сопротивление (с учетом монтажного крепления) при подаче напряжения смещения от  $-0,6$  до  $+0,6$  в изменяется от малого индуктивного значения до большого емкостного. Улучшенные характеристики были получены [42] при соединении диода параллельно с шунтирующей емкостью  $m$ -производного фильтра верхних частот. Типичные параметры такого переключателя имеют вид: частота 500—1000 Гц, полоса пропускания 20 МГц, дискриминация  $> 55$  дБ, вносимые потери 2 дБ, время срабатывания  $< 0,5$  мксек; каскадное включение нескольких диодов [277] увеличивает изоляцию и (или) ширину полосы пропускания. Устройство с коаксиальной линией, в котором применены два диода с золотой связкой, давало изоляцию 26 дБ в диапазоне 40 МГц — 4 ГГц. Двухдиодный переключатель в волноводе [255] давал изоляцию 100 дБ в диапазоне 8,6—9,7 ГГц. Малые потери излучаемой мощности достигались [256] при креплении диода в плоскости  $H$ . Такие полупроводниковые переключатели пригодны только для низких уровней мощности, хотя плоскостные диоды и диоды для счетно-решающих устройств [26] могут выдерживать мощности до 1 вт.

В антенном переключателе, изображенном на рис. 18.4, один из двух ферритовых циркуляторов во время приема реверсируется; подобный переключаемый циркулятор выдерживает только малые мощности. Ферритовые переключатели работают за счет изменений магнитного поля, и при возникновении быстроизменяющегося поля [46, 134, 201, 278], проникающего сквозь окружающие металлические стенки волновода, встречаются некоторые затруднения. На более низких частотах для размещения [206] намагничивающей катушки имеется достаточно места вокруг самого феррита. В устройствах с фарадеевым вращением может быть вырезана спиральная щель, соответствующая вращению плоскости поляризации излучае-

мой волны. Такая конструкция имеет тот недостаток, что в закрытом состоянии, если не применять высокочастотные дроссели, поперечно-поляризованные составляющие ослабляют развязку

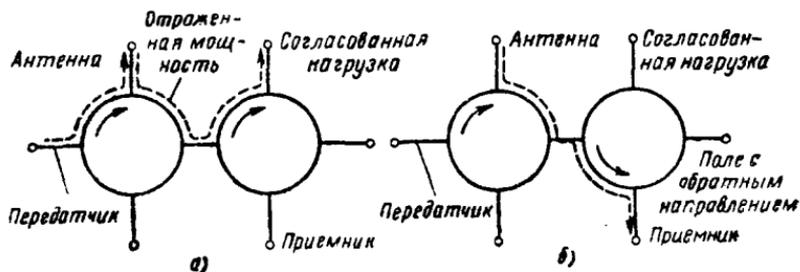


Рис. 18. 4. Антенный переключатель с ферритовым циркулятором. В конструкции используются один переключающийся и один неперключающийся циркулятор. а—передача; б—прием. (См [78].)

[165]. На практике обычно используется различие в глубине проникновения поля частоты модуляции и сверхвысоких частот. Путем электролизного нанесения слоя серебра [102] и напыления в вакууме слоя алюминия [31] на пластик типа перспекс (perspex) можно

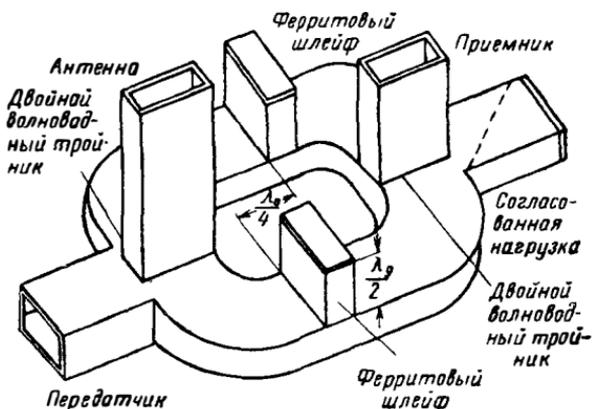


Рис. 18. 5. Балансный антенный переключатель с ферритом.

Электрическая длина шлейфа изменяется при поступлении импульса от передатчика скачком от  $\frac{1}{2}\lambda_g$  до  $\frac{3}{4}\lambda_g$ .

изготовить пленку толщиной 2,5 мкм. Необходимая для переключения мощность может быть уменьшена путем использования тороидальных [220] ферритов. Хорошие ферритовые переключатели были сконструированы на частоты 9 ГГц [10], 58 ГГц [66] и 70 ГГц [221]. Типичный переключатель на частоту 9 ГГц имеет [133] максимальное и минимальное ослабление соответственно лучше 35 и 1 дБ, а время переключения — 0,25 мксек.

Балансные антенные переключатели включают двойные волноводные мосты, которые дают дополнительную изоляцию, что улучшает защиту и расширяет полосу пропускания. Деление мощности и свойственные этому типу переключателей стоячие волны приводят к тому, что мощность, проходящая через передающую линию, в два раза больше, а мощность, поступающая на переключающие устройства, в два раза меньше передаваемой. В антенном переключателе, показанном на рис. 18.5, применяются ферритовые шлейфы, электрическая длина которых в режиме приема составляет  $1/2\lambda_g$ , так что сигнал из антенны проходит к приемнику без отражений. Во время работы передатчика за счет переключения электрическая длина шлейфа становится равной  $3/4\lambda_g$ . Происходит полное отражение мощности, а относительное смещение шлейфов на  $1/2\lambda_g$  обеспечивает прохождение передаваемой мощности к антенне.

Накопленного опыта применения устройств на твердом теле в антенных переключателях при импульсном режиме недостаточно для надежной оценки их качества. Они представляются пригодными для использования там, где требуется низкий уровень шумов, малое время восстановления, небольшой вес и продолжительный срок службы. Однако на современном этапе развития антенные переключатели для работы при больших мощностях в импульсном режиме представляют почти исключительно устройства, основанные на явлении газового разряда.

## 18.2. ЭЛЕКТРОНИКА ГАЗОВОГО РАЗРЯДА

### 18.2.1. Процесс пробоя

Электрический разряд, составляющий основу всех переключающих ламп, обусловлен процессами ионизации, происходящими при низком давлении и обычной температуре в инертных газах. Его характеристики [67, 337—342] могут быть исследованы в состоянии пробоя, собственно разряда и послесвечения. При внешнем возбуждении пробой газа происходит под действием большого электрического поля. Любой остаточный электрон, находящийся в газе под действием электрического поля, может двигаться и приобрести энергию, достаточную для образования [124, 135, 218] вторичных электронов при столкновении с молекулами газа или стенками сосуда. Такой процесс ионизации продолжается до тех пор, пока не наступит равновесие, при котором поступающая к разряду мощность станет равной потерям энергии при захватывании электронов электродами, а также при различных других процессах.

Типичный газовый разряд постоянного тока состоит из восьми различных областей, из которых четыре основные приведены на рис. 18.6. Вблизи катода расположены темное пространство Астона, первое катодное свечение, темное катодное пространство и отрицательное тлеющее свечение. Из кривых [33] видно, что последняя область характеризуется значительным падением потенциала, боль-

шой плотностью электронов и низкой частотой соударений. Следующая область разряда — фарадеево темное пространство, за которым следует положительный столб разряда. Эта область в зависимости от давления газа является либо протяженной, либо сжатой; она ха-

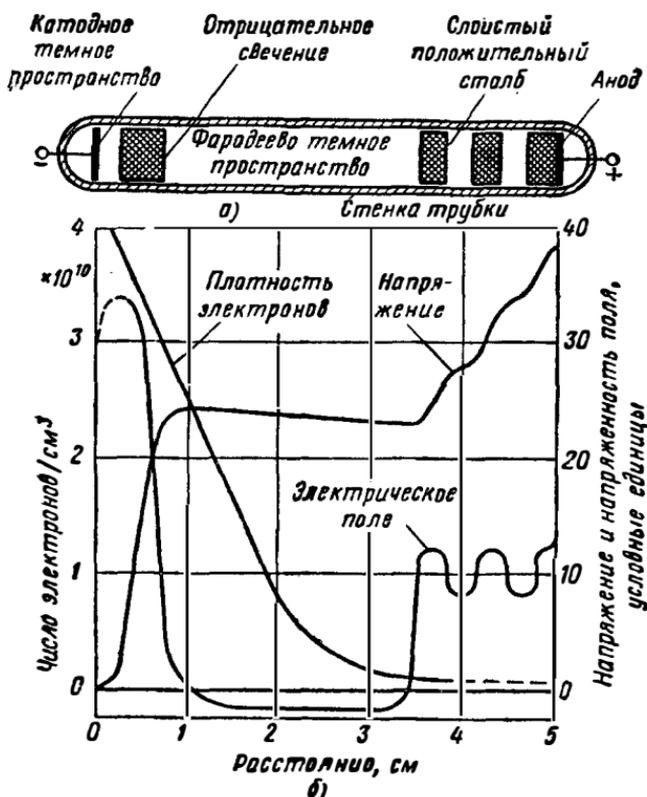


Рис. 18. 6. Свойства газового разряда постоянного тока: а—область свечения в разрядной трубке; б—свойства как функция положения. (См. [33].)

рактеризуется малой плотностью электронов и высокой частотой соударений. Наконец, вблизи поверхности анода расположены анодное свечение и анодное темное пространство.

Разряд с самовозбуждением образуется [37, 170] под влиянием полей сверхвысоких частот. В таком высокочастотном разряде электроды играют незначительную роль и могут быть расположены вне трубки. Случайные столкновения не мешают электронам поглощать энергию, так как этот эффект пропорционален квадрату напряженности поля. Разряд распределен равномерно и очень напоминает положительный столб разряда при постоянном токе. Плотность электронов и плотность тока достигают очень высоких значений и могут превышать соответственно  $10^{15}$  электрон/см<sup>3</sup> и  $15$  а/см<sup>2</sup>.

Область разряда, где пространственная плотность зарядов одного знака почти полностью компенсируется зарядами противоположного знака, называется плазмой; она состоит из электронов, ионов и нейтральных молекул. Исходя из кинетической теории газов, можно определить температуру каждой отдельной составляющей [41]. Опыт показывает, что эти температуры, вообще говоря, неодинаковы, так как составляющие приобретают и отдают энергию при различных скоростях.

Определение минимальной напряженности поля [5, 144], необходимой для возбуждения высокочастотного пробоя, связано с такими параметрами, как коэффициент ионизации [109, 110, 111], измеренный экспериментально [147, 226] на СВЧ, и с распределением электронов по энергиям [113, 151, 152, 180]. Хорошее совпадение с экспериментом получается в том случае [36], когда длина свободного пробега электронов [2] меньше размеров сосуда; если это требование не выполнено, то значение напряженности поля, при котором происходит пробой, резко возрастает [77, 214]. Имеются результаты измерений напряженности полей пробоя в зависимости от газового давления для гелия [144], неона [143], смеси неон-аргон [142, 167] и аргона [128, 141]. Гелий является основным веществом, используемым в современных устройствах [203] для индикации напряженности полей на сверхвысоких частотах. Исследовались также двухатомные газы [98], в том числе водород [38, 145] и соединения [97] кислорода, азота и углерода.

Исследования [35, 219] высокочастотного пробоя при наличии постоянного магнитного поля проводились [64, 131, 132, 160] с целью показать две особенности движения электронов. Первая из них, наблюдаемая при любой ориентации поля  $H$ , состоит в уменьшении диффузии электронов, а следовательно, и напряжения пробоя при увеличении магнитного поля. Вторая, хорошо известная особенность, встречается в тех случаях, когда магнитное и высокочастотное электрическое поля ортогональны. Электрон движется по спирали с угловой частотой

$$\omega_c = \frac{eB_0}{m}. \quad (18.1)$$

В случае резонанса, особенно при низких давлениях, возникает резкий провал в напряжении пробоя при прохождении магнитного поля через значение, определяемое уравнением (18.1).

Газовый разряд может происходить под действием магнитного поля, изменяющегося во времени. Если  $d\Phi$  представляет магнитный поток через элемент  $dA$  поверхности  $A$ , то индуцированное электрическое поле вдоль пути  $l$  равно [124]

$$\int_l E dl = \int_A \frac{d\Phi}{dt} dA. \quad (18.2)$$

Разрядный ток образует замкнутый путь в газе и разряд имеет вид светящегося кольца. Механизм возбуждения является таким же,

как и при электростатическом разряде, и их разделение оправдано только в том случае, когда длина волны индуцированного поля превышает линейные размеры разряда; если они одного порядка, то существуют оба вида возбуждения. Например, при возбуждении волны  $TE_{01}$  в резонаторе диаметром 34,4 мм, наполненном неоном при давлении 30 мм рт. ст., наблюдалось [9] отчетливо выраженное кольцо ионизации. Резонатор возбуждался генератором, излучающим на частоте 35 Гц импульс мощностью 10 квт, длительностью 0,1 мксек с частотой повторения 1000 гц.

Исследование разряда постоянного тока [4, 15, 217] и высокочастотного разряда [30, 56, 231] с очень большими токами показало, что в обоих случаях собственное магнитное поле достаточно для того, чтобы вызвать сжатие. Такой эффект сжатия («pinch» effect) был продемонстрирован в тороидальном кольцевом разряде [48, 215, 230], в котором создавались токи порядка  $10^4$  а. Возникающая при этом высокая плотность электронов создавала эффективную температуру, представляющую интерес для термоядерных реакций [173].

### 18.2.2. Свойства разряда

а) *Теория электронного взаимодействия.* В плазме сверхвысокочастотного разряда скорость электронов отстает по фазе на  $90^\circ$  от приложенного электрического поля, а диэлектрическая проницаемость меньше единицы [40, 178, 235, 263, 270, 272, 281]. Соударения между электронами и молекулами газа нарушают это фазовое соотношение и приводят к возникновению составляющей, совпадающей по фазе и представляющей собой проводимость. В предположении, что частота соударений постоянна и достаточно высока, сила трения, действующая на электрон, равна

$$F = m\nu_c \frac{dz}{dt}. \quad (18.3)$$

Уравнение движения каждого электрона имеет вид [140]

$$m \frac{d^2 z}{dt^2} + m\nu_c \frac{dz}{dt} = -eE_0 - eE_1 \sin \omega t. \quad (18.4)$$

Разрешая относительно  $\frac{dz}{dt}$  и опуская  $\sin \omega t$ , получаем

$$\frac{dz}{dt} = \frac{eE_0}{m\nu_c} - \frac{e\nu_c E_1}{m(\omega^2 + \nu_c^2)} + \frac{e}{m(\omega^2 + \nu_c^2)} \frac{dE_1}{dt}. \quad (18.5)$$

Первый член в уравнении (18.5) представляет движение только в поле постоянного тока, а второй член — составляющие скорости электронов, находящиеся в фазе и противофазе с переменным электрическим полем, обусловленным затуханием.

Плотность переменного тока равна

$$J_1 = \frac{Ne^2 \nu_c}{m(\omega^2 + \nu_c^2)} E_1 - \frac{Ne^2}{m(\omega^2 + \nu_c^2)} \frac{dE_1}{dt}. \quad (18.6)$$

Вводя в уравнение (18.6) плотность тока смещения  $\epsilon_0 \frac{dE_1}{dt}$ , получим

$$J_t = \frac{Ne^2 \nu_c}{m(\omega^2 + \nu_c^2)} E_1 + \left[ \epsilon_0 - \frac{Ne^2}{m(\omega^2 + \nu_c^2)} \right] \frac{dE_1}{dt}. \quad (18.7)$$

Первый член в выражении (18.7) определяет проводимость

$$\sigma = \frac{Ne^2 \nu_c}{m(\omega^2 + \nu_c^2)}, \quad (18.8)$$

а второй — диэлектрическую проницаемость

$$\epsilon = 1 - \frac{Ne^2}{m(\omega^2 + \nu_c^2) \epsilon_0}. \quad (18.9)$$

Более точное выражение можно получить выводя функцию распределения энергии электронов в высокочастотном поле методами кинетической теории газов. В частном случае максвелловского распределения, обычно получающегося при тлеющем разряде, окончательные результаты могут быть выражены [153] в значениях интегральной показательной функции и функции ошибок. В другом исследовании [117] особое внимание было уделено члену затухания. При значениях параметров, представляющих практический интерес, величины  $\sigma(Ne^2/m\omega)^{-1}$  и  $(\epsilon - 1)(Ne^2/m\omega)^{-1}$  как функции  $\nu_c/\omega$  очень мало различаются для разных теорий. Если  $\nu_c \ll \omega$ , то из уравнений (18.8) и (18.9) имеем

$$\sigma = 0 \text{ и } \epsilon - 1 = -\frac{\omega_p^2}{\omega^2}. \quad (18.10)$$

Диэлектрическая проницаемость проходит через нуль при частоте плазмы

$$\omega_p = \left( \frac{Ne^2}{m\epsilon_0} \right)^{1/2}. \quad (18.11)$$

Дифференцирование уравнения (18.8) показывает, что проводимость [52, 62] максимальна при  $\nu_c = \omega$ , а фазовый угол при этом составляет  $45^\circ$ . Передача энергии от высокочастотного поля к разряду при этом максимальна и соответствует минимальным значениям мощности пробоя, потерь в дуге и утечки через разряд. Проводимость и диэлектрическая проницаемость газового разряда приводят к затуханию и изменению скорости распространения в передающей линии [119, 195], а в резонаторе — к уменьшению добротности и увеличению собственной частоты. Разброс по скоростям и соударения электронов приводят к возникновению шумов, ко-

торые могут быть выражены [169] при помощи эквивалентной температуры. Эти явления представляют основу методов сверхвысоких частот, которые в последние годы нашли широкое применение [86] при экспериментальном исследовании газового разряда.

б) *Методы эксперимента.* Эксперименты [96], в которых газовый разряд служит диэлектриком, заполняющим пространство между пластинами конденсатора, причем принимаются специальные меры [7] для предотвращения образования экранирующего слоя положительных ионов, подтвердили [127] предсказываемое

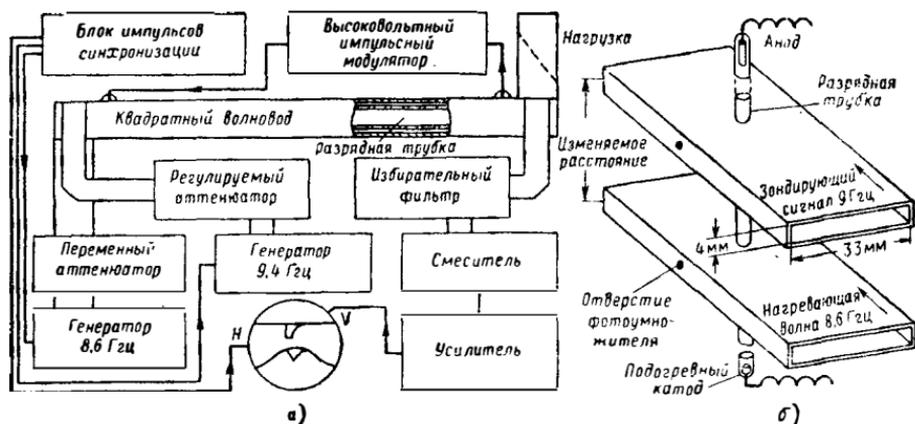


Рис. 18. 7. Измерение электронного взаимодействия в области послесвечения: а—ортогональные волны в квадратном волноводе; б—разнесенные прямоугольные волноводы. (См. [82, 79].)

уравнением (18.9) линейное уменьшение относительной диэлектрической проницаемости тока разряда. Такая методика может быть распространена на сверхвысокие частоты с использованием, например, интерферометров [236], коаксиальной линии [44, 148, 252], волноводов [130] и резонаторов [39, 93, 188].

Эксперименты по распространению волн обычно приводят сами к применению отдельных волн для «нагрева» и «зондирования». Например, свойства разряда в различные моменты времени послесвечения исследовались [81] при поджиге импульсами постоянного напряжения с частотой повторения 400 *Гц*. На рис. 18.7, а показана разрядная трубка длиной 20 см и диаметром 20 мм, введенная внутрь квадратного волновода со стороной 20,7 мм. В волноводе распространяются две нормальные волны: одна с частотой 8,6 *Гц* и мощностью 400 *вт* производит нагрев плазмы, а другая с частотой 9,4 *Гц* и небольшой амплитудой служит для зондирования. При заполнении трубки гелием при давлении 12 мм *рт. ст.* обычно наблюдается (как в импульсном [82], так и в непрерывном [55] режиме работы) связь между нагревающей и зондирующей волнами за счет электронного взаимодействия.

Применение отдельных волноводов для нагревающей и зондирующей волн (такая конструкция представлена на рис. 18.7, б) позволяет производить наблюдения в различных местах вдоль плазмы. Таким способом была исследована теплопроводность после-свечения [79], причем нагревающая волна мощностью 10 *вт* возбуждалась импульсами, а зондирующий сигнал представлял неза-тухающие колебания. Было обнаружено, что теплопроводность, равная  $10^{-6} - 10^{-5}$  *дж/см·сек·град* при плотности  $10^{11} - 10^{13}$  элект-ронов в 1 *см³*, определяется главным образом потоком тепла в электронном газе.

Многие исследования удобно производить в газовом разряде в резонаторе, при условии принятия мер к предотвращению нели-нейных возмущающих явлений, возникающих при больших вход-ных сигналах [49, 76, 222]. Изменение  $\Delta\omega$  невозмущенной собст-венной частоты резонатора может быть представлено в виде

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{\omega_p^2}{\omega^2} F(r, \theta, z), \quad (18.12)$$

где функция  $F(r, \theta, z)$  учитывает пространственное распределение электрического поля и газового разряда. Колебания вида  $TE_{011}$  обладают следующими преимуществами: большая амплитуда, вы-сокая добротность, отсутствие контактных трудностей у торцевых стенок; они были использованы, например, в экспериментах [65], проводившихся в диапазоне 2,1—3,0 *Гц*, по измерению частоты столкновений электронов в ртутном разряде. Колебания вида  $TM_{010}$ , впервые использованные [1] для этих целей, позволяют сде-лать резонатор проходным, что удобно для проведения измерений в элементах с тонким поперечным сечением [224]. Результаты, по-лученные с такими резонаторами на частотах 2,6 и 8,6 *Гц*, показы-вают [223], что в положительном столбе разряда в водороде частота столкновений может быть эмпирически выражена как произведение  $4,6 \cdot 10^9$  на давление в миллиметрах ртутного столба, а в области отрицательного свечения плотность в 300 раз больше. Значения электронной плотности хорошо совпадают с результатами как дру-гих аналогичных экспериментов [88, 115, 234, 282, 294, 299], так и измерений с помощью зонда [194].

На рис. 18.8, а показано устройство [20], предназначенное для исследования кривой спадания плотности электронов в послесве-чении от  $10^{10}$  до  $10^6$  *электрон/см³*. Разряд возбуждается в кварце-вой камере импульсным магнетроном на частоте 3 *Гц*. Происхо-дящее при этом изменение собственной частоты резонатора фикси-руется по отражению зондирующего сигнала малой мощности. При равенстве собственной частоты резонатора частоте сигнала на экране осциллографа наблюдается провал, как это видно на рис. 18.8, б. Изменяя частоту сигнала, можно начертить кривую спадания плотности; обычно время спадания составляет 100—30 000 *мксек*. Имеются более поздние работы, посвященные даль-нейшему изучению данного явления [163, 166, 284].

В последние годы расширились исследования высокочастотных свойств плазмы [323]. Наблюдалось излучение плазмы [13, 259], была установлена возможность преобразования частоты с помощью плазмы [301] и генерации миллиметровых волн при взаимодействии плазмы с электронным пучком [280]. При изучении распространения волн в плазме [292, 296, 315, 317, 318, 321] рассматривались, в частности, тонкий лист [283], линейные антенны [319,

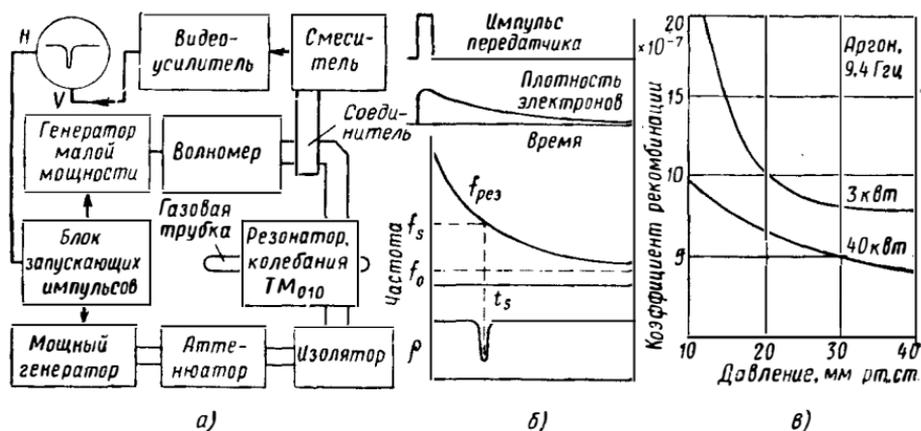


Рис. 18. 8. Измерение характеристик послесвечения:

а — схема прибора; б — цикл настройки; в — типичные экспериментальные результаты. (См. [20].)

320] и секторный рупор [307]. Наличие дисперсии [328] позволяет возбудить обратные волны [287, 326, 331]. Многие эксперименты значительно упрощаются при замене плазмы различными моделями в виде искусственной поглощающей среды, в качестве которой применяются стержни или параллельные пластины. В ряде экспериментов исследовались рассеяние волн [28, 261, 316] и ударные волны [211, 290].

### 18.2.3. Процессы переноса в плазме

В послесвечении электроны, имеющие вначале высокую энергию, постепенно теряют ее при упругих столкновениях с молекулами газа. Таким образом, восстанавливается со скоростью, определяемой вероятностью столкновений [91, 171], максвелловское распределение по скоростям, соответствующее данной температуре газа. Кроме того, электронная плотность уменьшается за счет трех физических механизмов, действующих либо каждый в отдельности, либо вместе, а именно: диффузии, рекомбинации и прилипания. В неактивной плазме достаточно высокой плотности число ионов

приближенно равно числу электронов, и спадание плотности определяется следующим соотношением:

$$\frac{dN}{dt} = D_a \nabla^2 N - \alpha_r N^2 - h_a v_c N. \quad (18.13)$$

Диффузия вызывает движение электронов к границе разряда и поэтому зависит от подвижности частиц и длины свободного пробега. Если потери энергии, обусловленные диффузией электронов, превышают энергию, поступающую от нейтральных атомов газа, то имеет место диффузионное охлаждение [36]. При отсутствии внешнего электрического поля движение определяется коэффициентом амбиполярной диффузии  $D_a$ . В этом случае, решая уравнение (18.13) в предположении, что остальными процессами можно пренебречь, получим

$$N = N_0 e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (18.14)$$

где  $N_0$  — начальное значение плотности в послесвечении при  $t = 0$ , а  $\tau$  — постоянная времени спадания. Таким образом,  $\ln N$  изменяется линейно с ростом  $t$  со скоростью, определяемой  $\tau$ . В простейшем случае сферического сосуда с радиусом  $r$  при однородном распределении ионизации постоянная времени равна

$$\tau = \frac{r^2}{\pi^2 D_a}. \quad (18.15)$$

При измерении  $D_a$  методами техники сверхвысоких частот [10] необходимо ввести поправку на рекомбинацию. Типичные значения  $D_a$  при давлении 1 мм рт. ст. следующие: гелий [16] 0,054, неон [18] 0,0115, аргон [22] 0,090 и водород 0,070.

При рекомбинации электрона и положительно заряженного иона высвобождается [154] энергия, выделяющаяся либо в виде излучения, либо приводящая к дальнейшему возбуждению иона или диссоциации молекулы, а в случае тройного столкновения переходящая в кинетическую энергию третьей частицы. Примером последнего процесса является поверхностная рекомбинация. Решение уравнения (18.13) при учете только одной рекомбинации имеет вид

$$\frac{1}{N} - \frac{1}{N_0} = \alpha_r t, \quad (18.16)$$

так что  $\frac{1}{N}$  зависит от времени линейно. При измерениях  $\alpha_r$  на сверхвысоких частотах [17] одновременно определялись [114] интенсивность и спектральное распределение испускаемого света, причем считалось, что интенсивность пропорциональна скорости рекомбинации. В экспериментах [17, 122] на частоте 3 Гц с ионами гелия тепловые электроны ( $T = 300^\circ \text{K}$ ) дали для  $\alpha_r$  значения порядка  $1,7 \cdot 10^{-14}$ , и было обнаружено, что скорость рекомбинации не зависит от давления в диапазоне 5—20 мм рт. ст. Указанные

величины значительно превышают значения, полученные старыми способами, и имеется некоторая неясность относительно точного механизма явления. Предполагалось [11, 12], что происходит диссоциация молекулярных ионов  $\text{He}_2^+$ , присутствие которых в разряде установлено [32, 116, 172]. Предположения подтвердились в экспериментах [21, 24] с небольшими добавками аргона. Измеренные значения  $\alpha_r$  для неона [21], аргона [21, 181] и криптона [184] были порядка  $10^{-13}$ — $10^{-12}$ .

При высоком уровне входного сигнала температура электронов возрастает и скорость рекомбинации зависит от мощности и давления. Этот эффект демонстрировался при гашении [83] оптического послесвечения импульсом СВЧ энергии. Полученное в опыте [198] со смесью аргона и гелия на частоте 9,4 Гц изменение  $\alpha_r$  с давлением для мощностей от 3 до 40 кВт приведено на рис. 18.8, в. Оптические и сверхвысокочастотные методы использовались также при измерениях на водороде [185, 227], цезии [50], ртути [51] и других газах [17].

Прилипание состоит [149] в образовании отрицательного иона [155] при захвате нейтральной молекулой газа электрона, который, таким образом, выбывает из разряда; этот процесс приводит к экспоненциальному спадаению концентрации. Экспериментально определяются три вида коэффициентов прилипания: сечение прилипания  $\eta_a$ , вероятность прилипания  $h_a$  и коэффициент прилипания  $\eta/p$ . Частота прилипания может быть выражена через один из этих параметров с помощью следующего соотношения:

$$v_a = h_a v_c = \frac{pN_L}{760} \eta_a v_d = p \left( \frac{\eta}{p} \right) v_d. \quad (18.17)$$

В газах, у которых явление прилипания сильно выражено, частота прилипания превышает в  $10^6$ — $10^8$  раз давление в миллиметрах ртутного столба. Измерения в кислороде на сверхвысоких частотах [74, 97] дали для  $\eta_a$  значения порядка  $1,2 \cdot 10^{-26} \text{ м}^2$ , причем точное значение зависит от энергии электронов. У галогенных соединений большие значения коэффициентов обусловлены диссоциацией [101], а в случае молекулы  $\text{SF}_6$  при  $\eta_a = 10^{-16} \text{ м}^2$  — резонансным прилипанием [3].

## 18.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ ЛАМП

### 18.3.1 Устройство разрядников

Разрядники включают сверхвысокочастотную структуру, связанную с передающей линией и сконструированную таким образом, чтобы обеспечивалось оптимальное взаимодействие газового разряда с высокочастотным электрическим полем. В лампах с поджигом разряда постоянным или низкочастотным напряжением эффективное взаимодействие достигается за счет работы в области отрицательного свечения. Просачивающаяся мощность дуги

в разрядниках с высокочастотным поджигом остается постоянной в широком диапазоне изменения величины поступающей мощности, но, так же как и другие параметры, она сильно зависит от природы разряда. В большинстве случаев высокая плотность электронов и другие требуемые свойства, в том числе продолжительный срок службы, достигаются при заполнении разрядника одним из наиболее тяжелых инертных газов при давлении 2—20 мм рт. ст.

В распределенных структурах разряд поджигается в определенном месте самой передающей линии, закрытом с обеих сторон окнами с малой добротностью. Такая конструкция может быть выполнена в виде коаксиальной линии [75, 161, 162, 184], газовый разряд в которой возбуждается между внутренним и внешним проводниками. На частотах выше 10 Гц из-за трудности изготовления переходных устройств с жесткими допусками применяются прямоугольные или круглые [204] волноводы. Линейные размеры пространства взаимодействия должны составлять несколько длин волн, поэтому для уменьшения размеров на частотах ниже 10 Гц используются замедляющие системы. В одном из разрядников [183] на 3 Гц используется стержневая система, в которой разряд возникает между кончиками «пальцев». Вообще, в разрядниках с распределенными структурами для обеспечения достаточно высокой плотности электронов необходимо применять либо подогревные катоды, либо очень высокое импульсное напряжение, но зато эти разрядники могут работать при больших значениях мощности сверхвысоких частот.

В резонансных структурах взаимодействие газового разряда с высокочастотным полем значительно увеличивается. На практике применяют системы с неоднородным разрядом, плотность электронов в котором резко меняется [174], так что в этом случае может быть проведено только качественное сравнение с теорией. На рис. 18.9, а представлена конструкция типичного разрядника с высокой добротностью, состоящего из одиночного резонатора, в котором возбуждаются колебания модифицированного вида  $TM_{010}$ . Пространство взаимодействия расположено между остриями двух конусов, при этом добротность равна около 300. В таких конструкциях имеется тенденция к просачиванию мощности при работе передатчика за счет видов колебаний, не имеющих максимума напряжения в зазоре между конусами, однако это просачивание имеет место только при очень высоком уровне входной мощности, поскольку затухание составляет около  $-70$  дБ. Настройка резонатора осуществляется регулированием зазора между конусами.

На рис. 18.9, б показана широкополосная конструкция с низкой добротностью, состоящая из двух пар конусов, каждая из которых настраивается при помощи индуктивной диафрагмы. Добротность каждого элемента, нагруженного сопротивлением волновода, определяется зазором между конусами и размерами диафрагм и обычно составляет порядка 4. На обоих концах структуры прорезаны щели (их добротность равна половине добротности конусов),

являющиеся нагрузкой биномиального фильтра и увеличивающие полосу пропускания. Резонансные элементы разнесены на  $\frac{1}{4} \lambda_g$ ; на этом расстоянии существует интерференция, обусловленная нераспространяющимися видами колебаний. Пробои в таких разрядниках в первый момент происходят у конусов, что быстро приводит к пробую газа вблизи входного окна большой подводимой мощностью. Общая изоляция, создаваемая окном и разрядным

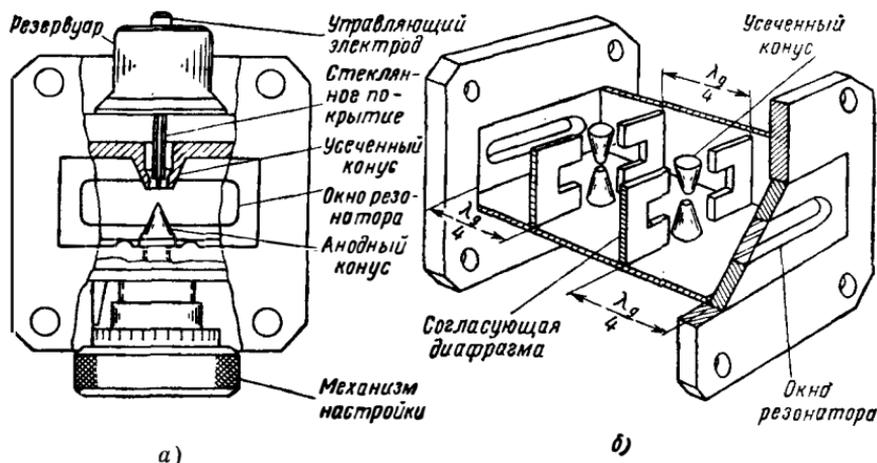


Рис. 18. 9. Резонансные структуры с газовым разрядом.

Частота 9,4 Гц. а — высокочастотная перестраиваемая система; б — широкополосная конструкция с низкой добротностью.

промежутком, составляет около 80—100 дБ. Широкополосные разрядники постепенно вытесняют разрядники с высокой добротностью, так как они могут работать при очень высоких мощностях и не ослабляют принимаемого сигнала при неточной настройке.

Лучшие гибкость конструкции и работа достигается путем разделения разрядной лампы и элементов схемы. В перестраиваемых по частоте конструкциях с отдельным резонатором разряд происходит в трубке с впаянными дисковыми электродами. Самые первые образцы [47] работали в диапазоне 2,30—3,75 Гц с различными внешними структурами. Точная настройка производилась плунжером, а связь с внешней передающей линией осуществлялась с помощью петли или отверстия. В последнее время в широкополосных устройствах стали использовать сменные конструкции, собранные из отдельных элементов, что позволяет независимо подбирать характеристики разряда.

### 18.3.2. Поджиг разряда

Наличие некоторого интервала времени между моментом приложения поля и полным установлением разряда является на прак-

тике нежелательным фактором. Для уменьшения этого запаздывания в области разряда непрерывно поддерживается небольшой уровень начальной ионизации. В случае разрядников с внешним возбуждением ионизация осуществляется радиоактивным источником. Например, 10 мкюри трития, являющегося источником  $\beta$ -частиц малой энергии с периодом полураспада 12,26 года, представляют собой безопасный и удобный источник предварительной ионизации.

В разрядниках с самовозбуждением такое запаздывание приводит к пику просачивающейся мощности, имеющему длительность около 5 нсек. Просачивающуюся энергию пика можно уменьшить за счет правильной конструкции резонаторной структуры, выбора газа и его давления, но, кроме того, требуется наличие большой начальной ионизации порядка  $10^8$  электрон/см<sup>3</sup>. Источником такой ионизации обычно является тлеющий разряд по постоянному току, поджигаемый специальным вспомогательным электродом — предьонизатором. Вспомогательный электрод должен иметь отрицательную полярность и может быть расположен либо внутри пустотелого высокочастотного электрода, либо где-нибудь в стороне от пространства взаимодействия. Плотность электронов во вспомогательном разряде не должна быть слишком высокой, чтобы не привести к значительным потерям при слабом сигнале. Более того, электроны, имеющие разброс по энергиям, попадая в высокочастотное поле, создают дополнительный источник шумов в приемнике [253]. На практике разрядный ток составляет около 100 мка.

Системы предьонизации имеют склонность к релаксационным колебаниям и при определенных условиях вызывают блуждание разряда и переход от тлеющего разряда к дуговому. В результате в некоторые периоды плотность электронов мала, и, следовательно, велика энергия пика просачивающейся мощности. Тенденция к возникновению колебаний уменьшается, если одно сопротивление в 1 Мом из общего ограничивающего ток сопротивления поместить вблизи выводов электрода вспомогательного поджига. Дальнейшие меры предосторожности сводятся к возбуждению разряда в аноальной области [199] разряда, что достигается покрытием электродов слоем стекла или керамики, изоляция с конца которых затем удаляется путем заточки. Такого рода электроды с ограниченной поверхностью также уменьшают блуждание за счет локализации разряда.

Дуговой разряд характеризуется малым падением напряжения и большим током и может поэтому поддерживаться только за счет энергии, запасенной в распределенной емкости электрода; он гаснет за время порядка  $10^{-4}$  мксек. При емкости электродов 10 пф и напряжении на разряднике 500 в ток тлеющего разряда в 100 мка установится не ранее чем через 50 мксек. Переход тлеющего разряда в дуговой обусловлен загрязнением поверхности электродов. Из-за захвата молекул газа катодом предьонизатора происходит постепенное снижение концентрации наполняющего разрядник газа, вследствие чего ухудшаются его параметры. Эту эрозию можно

уменьшить [121, 229] за счет правильной конструкции электродов и выбора подходящего металла для конца электрода. В большинстве случаев электрод изготавливается из ковара, а для уменьшения дегазации служит покрытие родием или применяется наконечник из нержавеющей стали. Снижение концентрации газа происходит также под действием высокочастотного разряда, особенно при больших мощностях.

Для увеличения срока службы в разрядник включают дополнительный газовый резервуар. Уменьшение концентрации газа исследуется в экспериментальных разрядниках посредством добавления к инертному газу небольшого количества радиоактивного криптона [85]. Измерение  $\beta$ -излучения из различных областей разрядника позволяет оценить давление газа в различные моменты в течение срока службы лампы. В одной из серий опытов [58] на кварцевую трубку, содержащую  $10 \text{ см}^3$  криптона при давлении  $16 \text{ мм рт. ст.}$ , падала средняя мощность  $3 \text{ кВт}$  на частоте  $3 \text{ Гц}$ . Давление понизилось приблизительно на  $2 \text{ мм рт. ст.}$  за  $3000 \text{ час}$ , чему соответствует скорость спада концентрации газа  $6 \cdot 10^{-5} \text{ см}^3/\text{час}$  при атмосферном давлении.

Потери на взаимодействие, шумы и сокращение срока службы, обусловленные вспомогательным поджигом, значительно уменьшаются, если поддерживать ток предыонизатора очень малым, а перед началом импульса передатчика увеличивать его с помощью предварительного импульса. При таком способе осуществления поджига значительно снижается энергия просачивающегося пика, а небольшой ток поджига все же защищает приемник от случайных импульсов; просачивающаяся при этом мощность достаточно велика, чтобы вызвать временное ухудшение контактов диода, но не настолько, чтобы привести его в полную негодность.

### 18.3.3. Гашение разряда

Восстановление разрядников после окончания импульса передатчика состоит в быстром понижении до незначительной величины плотности электронов в пространстве взаимодействия. При выборе рабочего давления ниже  $100 \text{ мм рт. ст.}$  потери электронов за счет диффузии на стенки резервуара невелики [154]. Если, однако, обеспечить малую диффузионную длину и соответствующую величину разрядного промежутка, то при заполнении разрядной трубки чистыми инертными газами за счет поверхностной рекомбинации можно достигнуть времени восстановления порядка  $30\text{--}50 \text{ мксек}$ .

Различные твердые вещества, расположенные вокруг электродов или пространства взаимодействия, являются хорошими восстановительными агентами при условии, что они имеют небольшую диэлектрическую проницаемость, малые диэлектрические потери и способны выдержать высокие температуры. Для этой цели подходят кристаллы кварца, куски тугоплавкого стекла и полые ке-

рамические шарики, которые легко укладывать так, чтобы не препятствовать перемещению плунжера точной настройки. К быстрой деионизации приводит использование кварцевой ваты, состоящей из очень тонких нитей и имеющей большое отношение поверхности к объему. Этот материал удобен только при самых простейших формах, поскольку при небрежной укладке остающиеся пустоты приводят к увеличению времени диффузии.

Гашение разряда за счет прилипания электронов является эффективным процессом, особенно при добавлении в разрядник водорода, кислорода, азота, галогенов или их соединений. Эксперименты [228] с мощностями вплоть до 200 *квт* в диапазоне 3—35 *Гц* показали, например, что при начальном заполнении разрядной трубки аргоном при давлении 11 *мм рт. ст.* добавление водорода при парциальном давлении 1 *мм рт. ст.* уменьшает время восстановления<sup>1</sup> с 200 до 4 *мксек.* Являясь эффективным гасящим агентом, водород, однако, слишком быстро улетучивается, этот недостаток можно устранить при непрерывном пополнении водорода, для чего служат водородистые соединения титана.

Время восстановления снижается до 1 *мксек* при добавлении водяных паров [210], имеющих очень большой коэффициент рекомбинации, однако этот способ обладает и своими недостатками. Продукты диссоциации дрейфуют в постоянных полях по направлению к металлическим электродам, с которыми они вступают в химические реакции [107]. Основные реакции на поверхности электродов приводят [34] к образованию непроводящих окислов. Наличие такой пленки на катоде благоприятствует переходу от тлеющего разряда к дуговому [126]. Этот переход обычно состоит из 10—20 вспышек с интервалами между вспышками 5—60 *мин* [68]. При некоторых обстоятельствах химические реакции приводят к образованию проводящих окислов, непрерывно нарастающих на электродах и закорачивающих разрядный промежуток.

Химические реакции приводят, как и следовало ожидать, к постепенному уменьшению концентрации водяных паров. Срок службы лампы может быть удлинен за счет более высокого, чем это требуется, парциального давления водяных паров в начале работы, но этот способ приводит к ухудшению других параметров разрядника, например потерь в дуге, и к просачиванию энергии. Восполнение количества водяных паров и поддержание их парциального давления на требуемом уровне увеличивают срок службы разрядника. Типичный наполнитель состоит [60] из нитей очень чистого железа, в которых абсорбировано 0,2% водяных паров, от их веса. При помещении нити в баллон разрядника парциальное давление паров остается на уровне 0,2 *мм рт. ст.* при изменениях температуры от -20 до +120°С в течение длительного времени.

<sup>1</sup> Здесь время восстановления берется из расчета ослабления сигнала на 3 *дб*; для ослабления на 6 *дб* это время несколько меньше.

## 18.4. ПРИБОРЫ С НЕСАМОСТОЯТЕЛЬНЫМ РАЗРЯДОМ

### 18.4.1. Фазовые изменения

Если газовый разряд полностью заполняет волновод, то волновой вектор имеет две составляющие, определяемые следующими соотношениями [164, 287, 295]:

$$2\alpha^2 = \left| \frac{\omega^2}{c^2} (\varepsilon - 1) - \left( \frac{2\pi}{\lambda_g} \right)^2 + j\omega\mu_0 \sigma \right| + \left[ \frac{\omega^2}{c^2} (\varepsilon - 1) - \left( \frac{2\pi}{\lambda_g} \right)^2 \right], \quad (18.18)$$

$$2\beta^2 = \left| \frac{\omega^2}{c^2} (\varepsilon - 1) - \left( \frac{2\pi}{\lambda_g} \right)^2 + j\omega\mu_0 \sigma \right| - \left[ \frac{\omega^2}{c^2} (\varepsilon - 1) - \left( \frac{2\pi}{\lambda_g} \right)^2 \right]. \quad (18.19)$$

Уравнения (18.18) и (18.19) получены в предположении, что  $v_e \ll \omega$ , а если, кроме того,

$$\frac{\omega_p^2}{c^2} < \left( \frac{2\pi}{\lambda_g} \right)^2, \quad (18.20)$$

то

$$\alpha = 0; \quad \beta = \left[ \left( \frac{2\pi}{\lambda_g} \right)^2 - \left( \frac{\omega_p^2}{c^2} \right) \right]^{1/2}. \quad (18.21)$$

Изменение волнового вектора, обусловленное разрядом, равно

$$\Delta\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} - \left[ \left( \frac{2\pi}{\lambda_g} \right)^2 - \frac{\omega_p^2}{c^2} \right]^{1/2} \approx (\omega_p^2/c^2) (\lambda_g/4\pi). \quad (18.22)$$

Если  $\Delta\beta \ll \frac{4\pi}{\lambda_g}$ , то отношение  $\Delta\beta/\lambda_g$  при постоянной плотности электронов не зависит от частоты. Если

$$\frac{\omega_p^2}{c^2} \gg \left( \frac{2\pi}{\lambda_g} \right)^2, \quad (18.23)$$

то  $\beta$  является мнимым числом и волны в волноводе не распространяются. Изменение фазового сдвига измеряется с помощью мостового интерферометра [264], в одном плече которого находится волновод, заполненный плазмой.

Эти явления нашли практическое применение [174] в фазовращателе, показанном на рис. 18.10,а. Взаимодействие происходит между высокочастотным полем и отрицательным свечением, окружающим два нитяных катода, смещенных относительно друг друга для улучшения согласования импедансов на  $\frac{1}{4} \lambda_g$ . На рис. 18.10,б приведены кривые, представляющие падение потенциала и изменение фазы в функции разрядного тока на частоте 9,55 Гцц при заполнении прибора криптоном (давление 1 мм рт. ст.).

Фазовый сдвиг не зависит от уровня сверхвысокочастотного сигнала вплоть до 100 *мет.* При длине разряда 8,4 см и изменении фазы на 180° плотность электронов составляет, согласно выражению (18.22), 0,45 от значения, соответствующего запираению волновода. Вычисления подтверждаются значениями затухания, приведенными на рис. 18.10, б: затухание очень мало, пока волновод

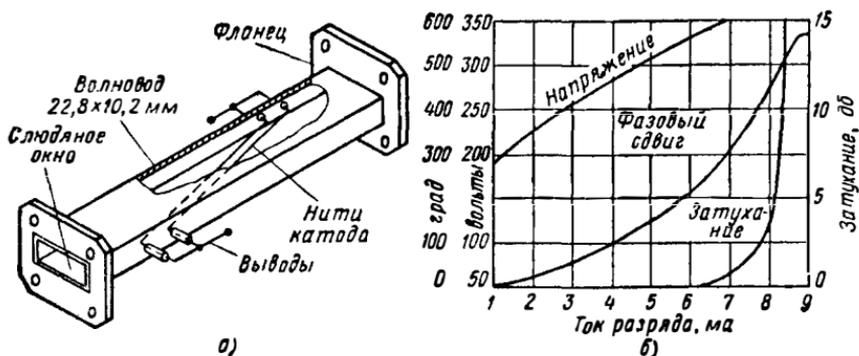


Рис. 18.10. Фазовращатель на газоразрядной трубке:  
а — общий вид; б — характеристики на частоте 9,55 Гц. (См. [175].)

еще пропускает волны. Рассмотренная конструкция является широкополосной и обладает требуемыми характеристиками в диапазоне 8,9—10,2 Гц, срок службы лампы 500 час при токе 6 *ма.* Волновод с плазмой применяется [304] также для получения переменной связи между двумя прямоугольными волноводами.

#### 18.4.2. Гиромагнитные явления

При помещении в постоянное или медленно меняющееся магнитное поле газовый разряд приобретает дополнительные полезные сверхвысокочастотные свойства. Если выполнены условия  $(\omega_p^2/\omega^2) \ll 1$ ,  $v_c/\omega < 1$  и  $(\omega_c^2/\omega^2) \ll 1$ , то существенных изменений в распространении волн не происходит. Если направление поля совпадает с направлением потока мощности сверхвысоких частот, то две составляющие плоской волны типа ТЕМ с круговой поляризацией в противоположных направлениях обладают свойствами, определяемыми выражениями

$$\sigma_{\pm} = \frac{2Ne^2}{3m} \left\{ \frac{v_c}{v_c^2 + (\omega \pm \omega_c)^2} \left[ 1 + \frac{(\omega \pm \omega_c)^2}{v_c^2 + (\omega \pm \omega_c)^2} \right] \right\}. \quad (18.24)$$

$$\epsilon_{\pm} - 1 = - \frac{2Ne^2}{3m\omega\epsilon_0} \left\{ \frac{\omega \pm \omega_c}{v_c^2 + (\omega \pm \omega_c)^2} \left[ \frac{1}{2} + \frac{(\omega \pm \omega_c)^2}{v_c^2 + (\omega \pm \omega_c)^2} \right] \right\}. \quad (18.25)$$

Знак плюс перед  $\omega_c$  соответствует обыкновенной волне, а минус — необыкновенной. Если выполнены вышеуказанные условия, то из уравнений (18.24) и (18.25) получаем

$$\sigma = 0 \text{ и } \varepsilon - 1 = \frac{-\omega_p^2}{\omega(\omega \pm \omega_c)}, \quad (18.26)$$

что аналогично уравнению (18.10), если там заменить  $\omega \pm \omega_c$  на  $\omega$ .

При выполнении условия распространения волн

$$\frac{\omega_p^2}{c^2} \frac{\omega}{\omega \pm \omega_c} < \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2 \quad (18.27)$$

соотношение (18.26) может быть подставлено [176] в качестве хорошего приближения в волноводные уравнения (18.18) и (18.19), которые при этом принимают вид

$$\alpha_{\pm} = 0 \text{ и } \beta_{\pm} = \left[ \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2 - \frac{\omega_p^2}{c^2} \frac{\omega}{\omega \pm \omega_c} \right]^{1/2}. \quad (18.28)$$

Из-за отличия волновых векторов двух видов волн [205] вращение плоскости поляризации на единицу длины равно

$$\theta_r = \frac{1}{2} (\beta_+ - \beta_-). \quad (18.29)$$

При плотности электронов около 40% от значения, соответствующего непропусканию волн, из уравнения (18.29) имеем

$$\theta_r = \frac{1}{2} \frac{\omega_p^2}{c^2} \frac{\omega_c}{\omega} \left\{ \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2 - \frac{\omega_p^2}{c^2} \right\}^{-1/2}. \quad (18.30)$$

Магнитно-оптические или гиромагнитные свойства газов исследовались при молекулярном резонансе [95], в плазме со спадающей степенью ионизации [90] и особенно интенсивно в плазме газового разряда [29, 53, 196]. Например, затухание (рис. 18.11, а) имеет резко выраженный максимум около гиромагнитного резонанса, как это следует из уравнения (18.24). Эти результаты получены [80] на частоте 8,2 Гц, разрядная трубка заполнялась неоном с примесью 1% аргона, давление 1 мм рт. ст., ток разряда 30 ма. В других экспериментах с плазмой в магнитном поле изучались резонансное поглощение [118, 192, 193, 260, 275, 285] и распространение волн [254, 273, 274, 300, 327]. Применение двух сверхвысокочастотных зондов в экспериментах с трубками, в которых возбуждаются ударные волны [262], позволяет определять одновременно плазменную частоту и частоту соударений. Два вида колебаний в резонаторе могут быть связаны между собой за счет взаимодействия высокочастотного электрического поля с плазмой [276]; коэффициент связи является функцией магнитного поля и плотности электронов.

Одна из возможных конструкций приборов, основанных на фарадеевом вращении, представляет собой круглый волновод, возбуждаемый на волне  $TE_{11}$ . Разряд возбуждается с помощью аксиального катода, а внешний соленоид создает продольное магнитное поле. Типичные значения [176] поворота плоскости поляризации, эллиптичности и затухания в функции разрядного тока представлены на рис. 18.11, б; в этом эксперименте частота состав-

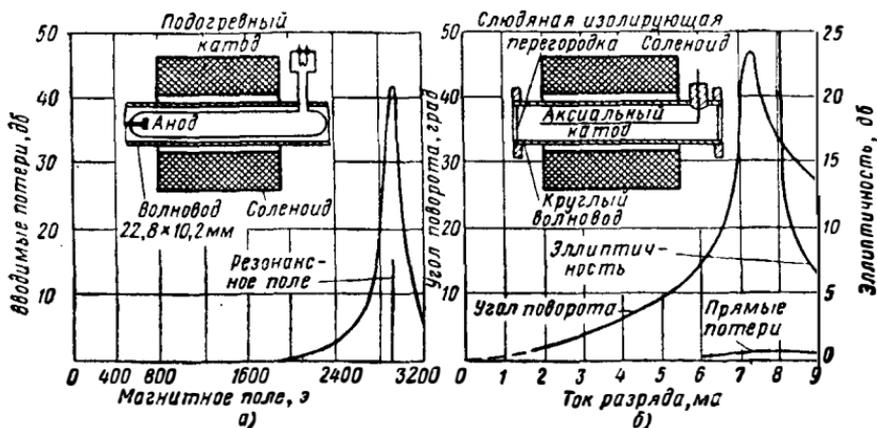


Рис. 18.11. Свойства разряда в магнитном поле:

а — вносимые потери в прямоугольном волноводе; б — фарадеево вращение в круглом волноводе. (См. [80], [176].)

ляла 9,5 Гц, магнитное поле 480 э и давление криптона 0,5 мм рт. ст. Поворот плоскости поляризации на  $45^\circ$  достигается при потерях 0,5 дб и эллиптичности (или изоляции), превышающей 25 дб.

Использованная в качестве антенного переключателя лампа, основанная на пробое в магнитном поле, имеет [213] на частоте 2,85 Гц изоляцию свыше 60 дб при потерях в дуге 0,4 дб и мощности на входе 250 квт в импульсе, вносимые потери при малом уровне сигнала составляют 0,1 дб. Другой переключатель [212] работает за счет включения и выключения резонансного магнитного поля. Мощность, при которой наступает пробой, изменяется в зависимости от давления газа, и, например, при частоте 2,84 Гц и заполнении трубки аргоном она составляет с магнитным полем и без него соответственно 0,01 и 1 квт при 0,3 мм рт. ст. и 0,08 и 60 квт — при 0,03 мм рт. ст. Время установления разряда составляет около 0,01 мксек. Необратимые свойства [87, 157] разряда в магнитном поле, однако, не нашли широкого применения [176] в пассивных антенных переключателях, поскольку ферриты дешевле в производстве и имеют преимущества перед газовым разрядом в отношении переходного времени, величины управляемой мощности, шумов на выходе и срока службы.

### 18.4.3. Аттенюаторы

На основе газового разряда можно построить аттенюатор с переменным ослаблением, но его недостатком будет высокий уровень шумов (эквивалентная температура [257] до  $10\,000^\circ\text{K}$ ). В одной такой конструкции [106] с распределенными параметрами, предназначенной для работы на частоте  $9,5\text{ Гц}$ , центральной проводник коаксиальной линии является подогреваемым оксидным катодом. Хотя ослабление в этом случае велико, но оно сильно зависит от температуры катода; поэтому приборы с холодным катодом более предпочтительны. Смесь водорода и инертного газа обладает меньшим временем срабатывания и разрядным током при заданном ослаблении.

Другая конструкция для той же частоты состояла [33] из оксидного катода длиной  $50,8\text{ мм}$  и диаметром  $0,5\text{ мм}$ , вмонтированного в прямоугольный волновод с размерами  $22,86 \times 10,16\text{ мм}$ . Волновод заполнялся криптоном при давлении  $2\text{ мм рт. ст.}$ ; ослабление имело резкий пик при температуре катода, соответствующей переходу от тлеющего разряда к дуге. В модификации этого устройства на частоту  $50\text{ Гц}$  разряд поджигался между двумя широкими стенками волновода, изолированными от остальной системы; при токе  $10\text{ ма}$  можно достичь ослабления  $30\text{ дб}$ .

Аттенюатор [177] с резонаторной структурой ранее был показан на рис. 18.9, а; его добротность равна 295, а диапазон перестройки составляет  $8,9\text{—}9,5\text{ Гц}$ . Управляющий электрод заключен в стеклянную оболочку, из которой выходит только кончик магниевой проволоки диаметром  $0,71\text{ мм}$ . При заполнении криптоном под давлением  $10\text{ мм рт. ст.}$  и напряжении между электродами  $80\text{ в}$  ослабление составляет соответственно  $15$  и  $30\text{ дб}$  при токе  $100$  и  $200\text{ мка}$  и мощности входного высокочастотного сигнала  $50\text{ мквт}$ . Ослабление сильно зависит от уровня падающей мощности, уменьшаясь в 4 раза при возрастании последней от  $3$  до  $100\text{ мвт}$ . Широкополосная конструкция с двумя зазорами позволяет осуществить такое же ослабление при КСВН  $1,2$  и полосе частот пропускания  $650\text{ Мц}$ .

### 18.4.4. Импульсные переключатели

Когда степень ионизации в аттенюаторе настолько велика, что имеют место значительные отражения и потери, прибор по своим свойствам приближается к переключателю и используется как таковой обычно в импульсном режиме с малой скважностью. В одном из новейших переключателей [84] положительный столб газового разряда используется в качестве части внутреннего проводника коаксиальной линии. В отсутствие разряда внешний проводник слишком мал, чтобы обеспечить волноводное распространение, и мощность не проходит. На этом принципе был построен широкополосный многоканальный переключатель с малыми вносимыми

потерями [99]. Уровень шума, соответствующий требуемой плотности тока разряда, был невелик ввиду импульсной работы; газ и трубка находились в таких условиях, что время восстановления составляло порядка одной миллисекунды. Разряд по постоянному току также составляет основу волноводных [216] и резонаторных [146] переключателей. Например, лампа CV2379 с отрицательным свечением обеспечивает [61] ослабление более чем на 20 дБ при мощности поджига 0,5 вт. Время восстановления составляет 12—20 мксек, пассивная защита от несинхронизированных импульсов осуществ-

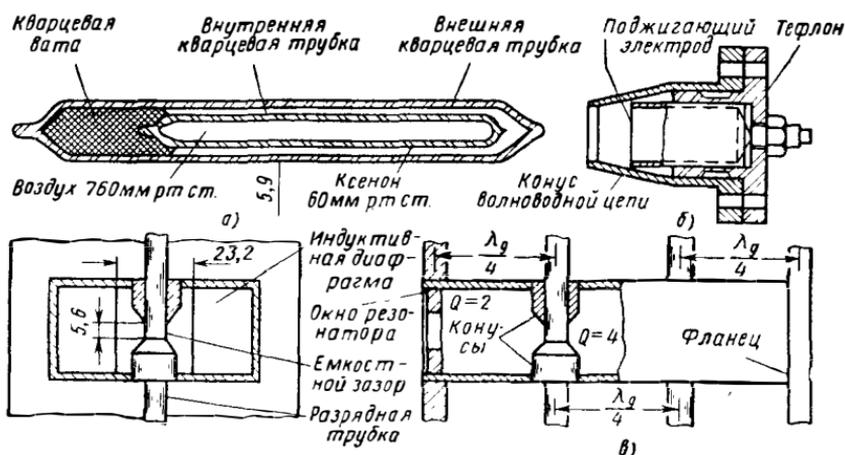


Рис. 18.12. Импульсный аттенюатор с высокочастотным разрядом: а — разрядная труба; б — система поджига; в — две проекции собранной конструкции на частоте 3 Гц. (См. [137].)

ляется за счет небольшого постоянного разрядного тока (50 мка). Срок службы превышает 1500 час.

Можно избежать трудностей, связанных с внутренними электродами, используя высокочастотный поджиг разряда. На рис. 18.12, а представлен один из таких приборов, состоящий [137] из прецизионной кварцевой трубки с внутренним диаметром 55 мм, внутри которой находится другая запаянная трубка, содержащая воздух при атмосферном давлении. Пространство между трубками заполнено ксеноном с небольшой примесью трития при давлении 60 мм рт. ст. Ионизация происходит под действием напряжения частоты 30 Мгц между волноводом и электродом поджига, показанным на рис. 18.12, б. Две лампы могут питаться от двухтактного генератора с высоким выходным сопротивлением и мощностью на выходе 200 вт в импульсе. На рис. 18.12, в показан переключатель в сборке; каждая лампа образует резонансный контур с малой добротностью. Этот переключатель обеспечивает импульсное ослабление по крайней мере на 50 дБ во времени восстановления меньше 30 мксек; КСВН не превышает 1,15 в 10%-ной полосе частот и вносимые потери меньше 0,1 дБ. При работе на частоте 10 Гц

внутренняя трубка может быть удалена, а на частоте 35 Гц лампа представляет собой распределенную структуру вдоль волновода; электроды поджига расположены у обоих концов.

## 18.5. ПРИБОРЫ С САМОСТОЯТЕЛЬНЫМ РАЗРЯДОМ

### 18.5.1. Однофункциональные переключатели

Приборы с самостоятельным разрядом действуют за счет различия уровней падающей мощности сверхвысоких частот. Они требуют значительных электрических полей, которые обычно создаются импульсами с коротким передним фронтом; из-за трудностей теоретического расчета их конструкция выбирается опытным путем.

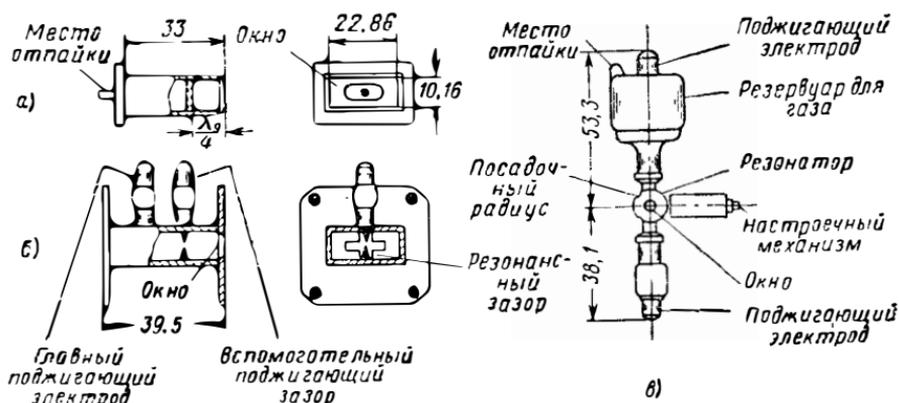


Рис. 18.13. Типичные разрядники:

а — разрядник блокировки передатчика, рабочая частота 9,5 Гц, тип CV2308; б — широкополосный защитный разрядник у приемника, рабочая частота 9,8 Гц, тип CV2311; в — перестраиваемый защитный разрядник, рабочая частота 35 Гц, тип CV2330.

В таких лампах обычно применяются резонаторные структуры и они могут быть разделены на два класса: однофункциональные и многофункциональные.

Простейший газонаполненный переключатель состоит из резонансной диафрагмы в волноводе. При малом уровне мощности волна проходит лишь с незначительными отражениями, а при высоком уровне большая плотность электронов в газовом разряде приводит к значительному отражению падающей мощности и соответствующему ослаблению проходящей мощности. Такой простейший разрядник редко употребляется сам по себе, но на его основе строятся более сложные приборы. Например, в разряднике блокировки передатчика, показанном на рис. 18.13, а, диафрагма нагружена с одной стороны короткозамкнутым четвертьволновым отрезком. Таким образом, со стороны входного окна устройство работает при малом уровне мощности в режиме холостого хода, а при наличии разряда — в режиме короткого замыкания. Размеры резона-

тора и реактивная проводимость окна выбираются с таким расчетом, чтобы обеспечить максимальное полное сопротивление при работе с малым уровнем мощности.

Технические данные нескольких типичных разрядников блокировки передатчика приведены в табл. 18.1. Лампы типов 1В36 и VХ8104, имеющие круглое сечение, снабжены сделанной на стенке фаской для соединения с главным волноводом; смонтированные в них деформируемые диафрагмы служат в качестве короткозамыкателя, позволяющего производить небольшую предварительную подстройку при изготовлении. Разрядники блокировки передатчика обычно заполняются аргоном при давлении 10 мм рт. ст., причем никакие восстановительные или вызывающие первичную ионизацию агенты не требуются.

Т а б л и ц а 18.1

Типичные разрядники блокировки передатчика

Тип	1В44	CV2308	1В36	VХ8104
Частота, Гц . . . . .	2,6—3,1	9,0—9,6	23—25	34—36
Добротность нагруженного окна	5,5	6,5	7,5	7,5
Мощность пробоя, квт . . . . .	10	4	2	2
Потери в дуге, дБ . . . . .	0,5	0,5	0,5	0,5
Максимальная мощность, квт .	—	100	—	50

К предварительному антенному разряднику предъявляются следующие требования: большой коэффициент отражения и малые потери в дуге при наличии ионизации, небольшое время восстановления, малые вносимые потери и способность выдерживать высокую падающую мощность. Наличие пика просачивающейся мощности не имеет большого значения, и поэтому поджигающий электрод отсутствует. Одна из первых ламп, 1В38, работавшая на частоте 2,8 Гц, состояла [199] из двух резонаторных разрядных промежутков, смещенных на  $\frac{1}{2} \lambda_g$ . Разработанные [187] в последнее время на основе этой конструкции лампы на частоту 1,2 Гц имеют окна из керамических листов или заполненные газом кварцевые сосуды.

Преимуществами сменных разрядников являются простота, широкая полоса пропускаемых частот и продолжительный срок службы. Они находят все большее применение, и в табл. 18.2 приведены технические данные некоторых типичных разрядников.

Лампы CV2339 и CV2430 сконструированы так, что ее узлы при сборке свариваются или паяются медью, так что лампы во время откатки для удаления газовых примесей могут выдерживать прогрев до 450°C. У сменных разрядников ножки должны быть снабжены дроссельными фланцами или ловушками, поскольку разряд ведет себя аналогично внутреннему проводнику коаксиальной линии и приводит к соответствующей утечке энергии путем излучения.

Таблица 18.2

## Типичные сменные предварительные антенные разрядники

Тип	CV2339	CV2430	CV2482	VX1023
Частота, Гц . . . . .	2,5—4,0	2,5—4,0	8—12	34—36
Добротность нагруженного зазора . . . . .	1,2	1,0	Согласован	Согласован
Мощность пробоя, квт . . . . .	4	1	15	8
Вносимые потери, дБ . . . . .	0,05	0,07	0,1	—
Потери в дуге, дБ . . . . .	0,15	0,4	0,2	—
Восстановительный агент . . . . .	Стеатит	Водяные пары	Кварцевая вата	Высокое давление
Время восстановления, мксек . . . . .	30	5	5	4
Энергия пика просачивающейся мощности, эрг/имп . . . . .	1 500	1 000	150	2 000
Просачивающаяся мощность плоской части, вт . . . . .	100	100	180	—
Максимальная мощность, Мвт . . . . .	1,5	0,5	0,5	0,1

Разрядник CV2482 представляет собой заполненную аргоном кварцевую трубку [168], размеры которой выбраны исходя из согласования в диапазоне 8—12 Гц с волноводом сечением  $22,86 \times 10,16$  мм; работа на частотах ниже 3 Гц возможна в головках с согласующей диафрагмой.

Разрядники пассивной защиты обладают малым просачиванием в режиме передачи, а во время приема обеспечивают защиту от несинхронных импульсов и обладают малым уровнем шумов. Параметры типичных ламп приведены в табл. 18.3; малое просачивание достигнуто за счет соответствующей конструкции электродов поджига.

Таблица 18.3

## Типичные разрядники пассивной защиты

Тип	VX3262	CV2359
Частота, Гц . . . . .	2,5—3,0	8,9—9,6
Конструкция . . . . .	Сменная	С двумя зазорами
Добротность нагруженного зазора . . . . .	5,3	4
Мощность пробоя, мвт . . . . .	70	100
Вносимые потери, дБ . . . . .	0,10	1,0
Восстановительный агент . . . . .	Водяные пары	Отсутствует
Время восстановления, мксек . . . . .	5	40
Потери на взаимодействие, дБ . . . . .	0,05	0,1
Энергия пика просачивающейся мощности, эрг/имп . . . . .	0,15	0,1
Просачивающаяся мощность плоской части, мвт . . . . .	5	5
Максимальная мощность, вт . . . . .	3	10 000

В сменной лампе VX3262 снижение уровня шумов до значения, меньшего 0,02 дБ, достигается [61] посредством максимально допустимого уменьшения тока вспомогательного разряда. Разрядник CV2359 представляет собой широкополосную конструкцию с двумя зазорами [136]. Небольшой первоначальный разряд поддерживается с помощью бокового электрода; лампа заполняется аргоном при давлении 20 мм рт. ст. Время восстановления изменяется от 12 мксек при мощности на входе 10 Вт до 100 мксек при 100 кВт. При малом уровне мощности КСВН меньше 1,17 в 5%-ной полосе частот; срок службы превышает 10 000 час.

### 18.5.2. Многофункциональные переключатели

а) *Устройство лампы.* Давно известно, что одна сложная лампа может выполнять функции нескольких простых. Это обстоятельство широко использовалось на практике. Защитный разрядник у приемника [190, 199] должен при высокой падающей мощности иметь малые потери в дуге, небольшую энергию пика просачивающейся мощности и малую просачивающуюся мощность плоской части импульса, короткое время восстановления, а в условиях приема — малые вносимые потери и защиту от несинхронных импульсов.

На частотах 3—10 Гц обычно применяются широкополосные конструкции с фиксированной настройкой. Один из таких разрядников CV2311 показан на рис. 18.13, б; технические данные этого и нескольких других аналогичных разрядников приведены в табл. 18.4.

Первоначально пробой происходит в конусе, содержащем предьонизатор, при подводимой мощности, меньшей 1 Вт, и до тех пор, пока не произошел пробой во входном окне, эквивалентное короткое замыкание смещено на  $\frac{1}{4} \lambda_g$  от требуемого положения. Малое время восстановления в защитном разряднике у приемника обеспечивается присутствием водяных паров. Другими широкополосными защитными разрядниками у приемника являются лампы CV2312 в диапазоне 8,5—9,3 Гц и 1B63A в диапазоне 8,5—9,5 Гц.

Такие разрядники с перестраиваемым резонатором, как 1B27 на 3 Гц и CV221 и 1B24 на 9 Гц, находят в настоящее время ограниченное применение. Однако они могут работать в широкополосном режиме при применении окна с очень малой добротностью. Наличие значительной стеклянной поверхности приводит к дополнительным трудностям, которых можно избежать при использовании окна, состоящего из двух или трех параллельных щелей. Разрядник последней конструкции с добротностью окна 0,25 обладал [187] при средней частоте 1,2 Гц 40%-ной полосой пропускания. Перестраиваемый разрядник, кроме того, не требует столь жестких допусков, например, на положение предьонизатора и поэтому продолжает находить широкое применение на более вы-

Типичные защитные разрядники у приемника

Тип	1В58А	CV2429	CV2311	1В26	CV2330
Частота, Гц . . . . .	2,6—3,1	2,5—4,0	9,2—10,0	23,4—24,6	34—36
Конструкция . . . . .	С 3 зазорами	Сменная	с 2 зазорами	Пере-страиваемая	Пере-страиваемая
Добротность нагруженного зазора . . . . .	5,5	4	—	220	150
Мощность пробоя, <i>вт</i> . . . . .	10 000 (окно)	0,15 (зазор)	4 000 (окно)	—	—
Вносимые потери, <i>дб</i> . . . . .	0,3	0,15	0,15	0,8	1,0
Время восстановления, <i>мксек</i> . . . . .	12	7	4	4	2
Вид предыонизатора . . . . .	В боковом ответвлении	Коаксиальный	Двойной	Коаксиальный	Двойной
Энергия пика просачивающейся мощности, <i>эрг/имп</i> . . . . .	0,2	0,2	0,2	0,03	0,03
Просачивающаяся мощность плоской части, <i>вт</i> . . . . .	40	20	30	20	20
Максимальная мощность, <i>квт</i> . . . . .	—	0,3	250	—	—

соких частотах. Параметры двух таких разрядников приведены в табл. 18.4, а разрядник типа CV2330 на частоту 35 Гц представлен на рис. 18.13, в.

На рис. 18.14 показан сменный защитный разрядник приемника CV2429, который при соответствующем выборе размера держателя может работать на различных частотах в диапазоне 3 Гц с полосой 6—10%. В разряднике CV2378 предыонизатор, а потому и устройство, пополняющее количество водяных паров, отсутствуют, пробой происходит при значительно большей мощности, энергия пика просачивающейся мощности составляет 10 *эрг/имп* и просачивающаяся мощность плоской части — 20 *вт*; но этот разрядник хорош для работы в паре с защитным разрядником в качестве первого. Время восстановления, являясь функцией падающей мощности, обычно достаточно мало для того, чтобы второй разрядник с чистым инертным газом мог бы удовлетворять поставленным требованиям.

б) *Контроль характеристик.* Было выяснено, что защитный разрядник с водяными парами и предыонизацией может быть использован как multifunctionalное устройство только за счет уменьшения срока службы. Поэтому были проведены исследования механизма разряда с целью увеличить продолжительность работы.

Например, прямое наблюдение пика просачивающейся мощности методом высокоскоростного осциллографирования показывает [54] зависимость работы перестраиваемого разрядника 1В24 от различных параметров. На рис. 18.15, а видно, что амплитуда пика просачивающейся мощности не зависит от падающей мощности при изменениях последней от 135 *вт* до 2,56 *квт*. Разрядник заполнялся водородом и водяными парами при давлении 15 *мм рт. ст.* Пик просачивающейся мощности оставался также постоянным при уменьшении тока предыонизации со 100 до 9 *мка*, но при отсутствии тока этот пик достигал максимального значения 64 (*вт*)<sup>1/2</sup> перед тем, как переключение было завершено. Амплитуда пика существенно зависит от давления газа, и на рис. 18.15, б видно, что минимальное значение имеет место для ксенона при давлении 6,2 *мм рт. ст.*, для аргона при 14,8 *мм рт. ст.* и гелия около 40 *мм рт. ст.* Мощность пробоя, как это следует из рис. 18.15, в, для каждого газа имеет минимум при разных давлениях. В случае гелия результаты хорошо согласуются с теорией [180].

Влияние предыонизации представлено на рис. 18.16, а, из которого видно, как спадает амплитуда пика [94] просачивающейся мощности с увеличением предварительной ионизации, выраженной в произвольных единицах интенсивности светового излучения. От флюктуаций электронной плотности, наблюдающихся после работы в течение около

100 *час* и обусловленных блужданием разряда, можно избавиться при помощи соответствующего проходного изолятора из кварца, сапфира или слюды, как это показано на рис. 18.16, б. На рис. 18.16, в видно, что величина пика просачивающейся мощности теперь менее чувствительна к плотности электронов. Фактически такие разрядники могут работать при мощности импульса на входе 200 *квт* свыше 1000 *час*. Другим способом решения этой проблемы [34] является значительное уменьшение вероятности совпаде-

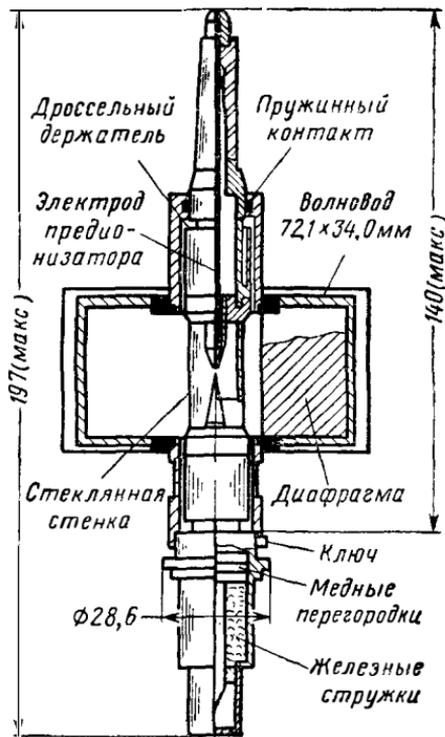


Рис. 18.14. Сменный защитный разрядник типа CV2429.

Частота 3 Гц. В приборе имеется предыонизатор и пополнитель водяных паров. (См. [60].)

ния периода деионизации и прихода импульса от передатчика при использовании двух независимых поджигающих электродов. Такой защитный разрядник у приемника был показан на рис. 18.13. Из опыта его эксплуатации следует, что даже при поступлении  $10^9$  им-

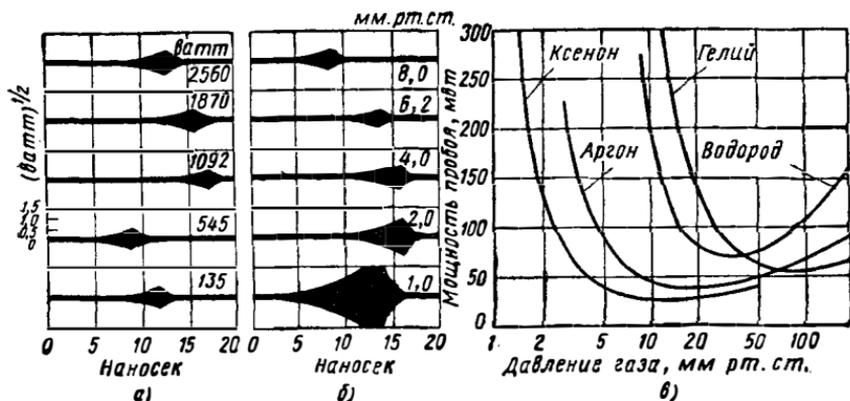


Рис. 18.15. Характеристики защитного разрядника при пробое.

Частота 9,375 Гц, разрядник типа 1В24. а—влияние величины падающей мощности; б—влияние газового давления; в—мощность пробоя как функция давления газа. (См. [54].)

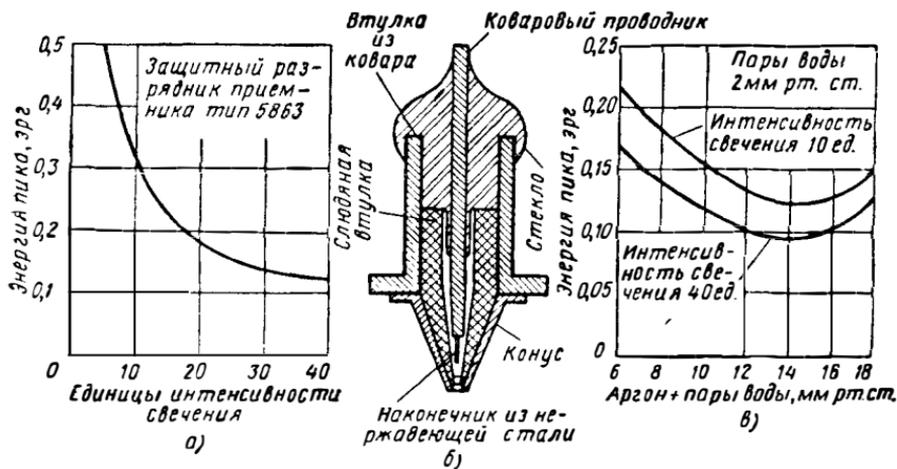


Рис. 18.16. Характеристики защитного разрядника с предыонизацией: а—мощность просачивания как функция плотности электронов; б—улучшенная конструкция предыонизатора; в—просачивающаяся мощность как функция общего давления. (См. [94].)

пульсов за 500 час работы вероятность совпадения полностью исключена.

В широкополосных защитных разрядниках потери в дуге и время восстановления определяются в основном параметрами газа и физическими условиями в окрестности входного окна, там где

плотность электронов высокая. С другой стороны, в первом приближении энергия пика просачивающейся мощности и просачивающаяся мощность плоской части определяются условиями около зазора в резонаторе. Чтобы сделать оптимальными эти две группы параметров, следует изолировать две области разрядника друг от друга, что и было осуществлено в разборном защитном разряднике с тремя разрядными промежутками [92]. Окно отделялось от остального пространства стенками специального резервуара, и наполняющий его газ изолировался от основного наполнителя. Падающая мощность на частоте  $2,8 \text{ Гц}$  составляла  $350 \text{ квт}$  в импульсе длительностью  $1 \text{ мксек}$  при частоте повторения  $1000 \text{ гц}$ . При заполнении аргоном под давлением  $5,8 \text{ мм рт. ст.}$  энергия пика и просачивающаяся мощность плоской части составляли соответственно  $0,3 \text{ эрг/имп}$  и  $7 \text{ мвт}$  и оставались постоянными при увеличении давления у окна вплоть до  $40 \text{ мм рт. ст.}$  Время восстановления, с другой стороны, изменялось с давлением, будучи равным  $160$  и  $40 \text{ мксек}$  при давлениях  $6$  и  $40 \text{ мм рт. ст.}$  соответственно. Эта независимость характеристик поддерживается при использовании таких восстановительных агентов, как кварцевая вата и водяные пары, и делает такой способ при некотором усложнении пригодным для улучшения характеристик защитных разрядников на более низких частотах.

## 18.6. АНТЕННЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ НА РАЗРЯДНЫХ ТРУБКАХ

### 18.6.1. Волновод со шлейфами

На рис. 18.17 представлен обычный шлейфный волноводный антенный переключатель, в котором два газовых разрядника располагаются в боковых ответвлениях в плоскости  $E$ .

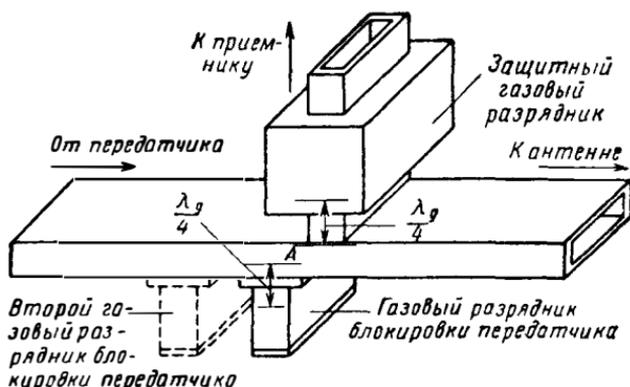


Рис. 18.17. Газоразрядный шлейфный волноводный антенный переключатель.

Окно разрядника блокировки передатчика почти совпадает с внутренней стенкой, а окно защитного разрядника у приемника

сдвинуто на  $\frac{1}{4}\lambda_g$ . При работе передатчика в обоих окнах имеет место пробой и мощность проходит к антенне. При малом уровне мощности разрядник блокировки передатчика имеет высокое полное сопротивление в плоскости  $A$  главной линии и мощность от антенны проходит через защитный разрядник к приемнику. При мощностях, превышающих 50 *квт* на частоте 10 *Гц* и 100 *квт* на частоте 3 *Гц*, срок службы защитного разрядника у приемника может быть увеличен за счет применения соответствующим образом расположенного в ответвлении предварительного антенного разрядника. Антенный шлейфный переключатель может иметь различные комбинации последовательных и параллельных ветвей и сконструирован для работы на два канала [199].

Для эффективной работы переключателя с последовательными соединениями полное сопротивление «холодной» лампы передатчика  $Z_t$ , пересчитанное вдоль линии, совместно с полным сопротивлением разрядника блокировки передатчика должно быть равно нулю. При всяком другом его значении имеются потери в ответвлениях, равные

$$L = \left| 1 + \frac{1}{2} \frac{Z_t}{Z_0} \right|. \quad (18.31)$$

Если в полосе рабочих частот полные сопротивления «холодной» лампы передатчика или разрядника блокировки передатчика во время восстановления таковы, что  $Z_t$  лежит вне допустимых пределов, то можно применить два или более разрядника блокировки передатчика. Точное расстояние между этими разрядниками зависит от требуемой полосы пропускаемых частот [199], от положения защитного разрядника у приемника и от того, применяется ли расстройка контуров разрядников блокировки. Аналогичные соотношения имеют место в балансных антенных переключателях [271].

Допустимая рабочая мощность обычного антенного шлейфного переключателя ограничена имеющимися в настоящее время типами разрядников с уровнями 300 *квт* при частоте 9,5 *Гц* и 1 *Мвт* при 3 *Гц*. Переключение более высоких мощностей может быть достигнуто с помощью переключателей, базирующихся на направленных ответвителях с полной передачей энергии [305]. Энергия, распространяющаяся вдоль главной линии от антенны за счет  $H$ -связи, ответвляется во вспомогательный волновод, а оттуда через окно попадает в приемник. При высоком уровне мощности происходит пробой в окне и энергия от передатчика по главной линии проходит к антенне. В диапазоне частот 8,6—9,5 *Гц* газ под малым давлением [120] может находиться либо во вспомогательном волноводе, либо в пространстве между двойными стенками окна. В последнем случае вносимые потери составляют 0,5 *дб*, энергия пика 0,1 *эрг/имп*, просачивающаяся мощность плоской части 20 *мвт* и время восстановления 6 *мксек*. В «завесных» переключателях со щелевыми мостами и с полной передачей [159] имеется около 20 кварцевых газонаполненных трубок, смещенных на 20 *см* друг от друга в волноводе с размерами 72,14 × 34,04 *мм*. В диапазоне

2,6—3,1 Гцз вносимые потери у таких антенных переключателей меньше 0,3 дб, время восстановления 50 мксек, средняя допустимая мощность 16 квт, а максимальная импульсная мощность 23 Мвт.

Разрядник в антенном переключателе защищает приемник от случайных внешних импульсов только при наличии предыонизации. В аварийном режиме защита может быть осуществлена при помощи механических выключателей или предохранителей. Последние могут быть выполнены в виде лопаточек на пружинках, закрывающих волновое отверстие, а во время нормальной работы выдвигающихся при помощи соленоида. В широкополосном защитном разряднике у приемника применялись короткозамыкающие штыри [187]; при одном штыре обеспечивалась защита 40 дб, при двух — 70 дб, но стоимость разрядников при этом возрастала.

### 18.6.2. Балансные схемы

Устройство балансного антенного переключателя зависит от типа газового переключателя и использованного гибридного соединения. На рис. 18, а показаны два гибридных кольца или трой-

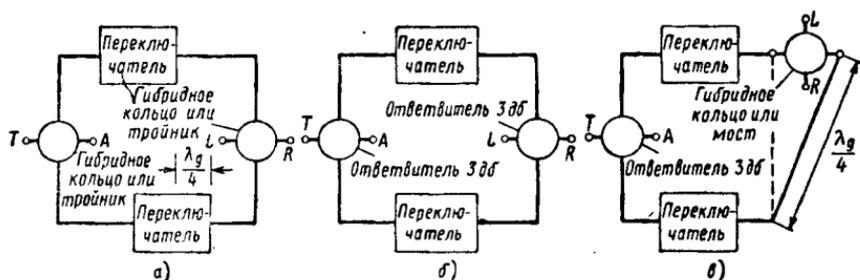


Рис. 18.18. Различные схемы балансных антенных переключателей: а — два гибридных кольца или тройника; б — два гибридных ответвителя по 3 дб; в — один ответвитель на 3 дб плюс кольцо или тройник. (См. [123].)

ника и два широкополосных разрядника. Мощность от передатчика поступает через плечо  $T$  и в выходные плечи гибридного соединения волны приходят в противофазе, но так как газоразрядные переключатели сдвинуты на четверть волны, то после отражений волны приходят в фазе и энергия через плечо  $A$  поступает к антенне. Просачивание мощности к эквивалентной нагрузке происходит через плечо  $L$ , а принимаемый сигнал поступает от антенны через плечо  $R$  в приемник.

На рис. 18.18, б и в показаны другие возможные конфигурации, в которых направленный ответвитель на 3 дб используется либо один, либо совместно с другим гибридным соединением. За балансным антенным переключателем необходимо поставить разрядник пассивной защиты приемника от случайных импульсов.

Хорошая дискриминация балансного антенного переключателя может быть получена только в том случае, если фазовые изменения

В защитных разрядниках, а также просачивающиеся мощности в пиках и плоских частях будут равны между собой в течение всего импульса передатчика. Этому условию легче удовлетворить при применении 3-дб щелевого моста, поскольку в этом случае оба переключателя можно поместить [108] в один контейнер с газом, как показано на рис. 18.19, а. Такие двойные разрядники были разработаны [187] на рабочие частоты 3,5 и 9 Гц; они обеспечивают изоляцию на 4—6 дб при пике и 6—10 дб при прохождении плоской части импульса просачивающейся мощности. Антенные переключатели с двойными

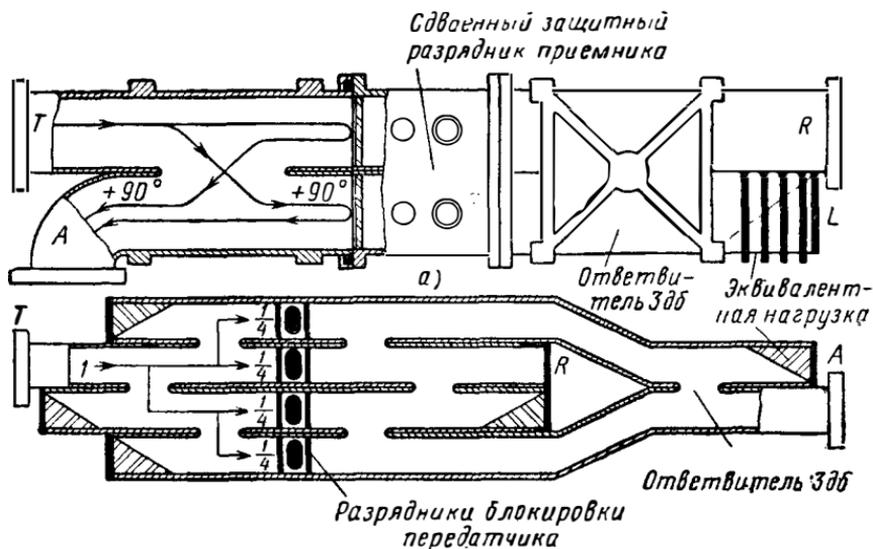


Рис. 18.19. Балансные антенные переключатели с газовыми разрядниками: а — двойной защитный разрядник с ответвителями на 3 дб; б — разрядник блокировки передатчика с делением мощности на четыре. (См. [108, 159].)

защитными разрядниками типа WF46 или BL27 имеют изоляцию 20 дб, КСВН 1,2, вносимые потери 0,8 дб и энергию пика просачивающейся мощности 0,01 эрг/имп в диапазоне 8,5—10,0 Гц. На частоте 3 Гц предельно допустимая мощность составляет 1 Мвт [269].

Если в плече приемника имеется защитный разрядник, то в балансном переключателе можно использовать разрядники предварительной защиты, что приводит к соответствующему увеличению полосы пропускаемых частот и рабочего диапазона по мощности. Два разрядника CV2339 в балансной схеме имеют [61] на частоте 3 Гц рабочий диапазон 2,5 Мвт в импульсе и 3,5 квт средней мощности. В антенном переключателе с щелевыми мостами [159] большое число кварцевых газоразрядных трубок, размещенных около каждого отверстия связи, обеспечивают значительную широкополосность и большой рабочий диапазон.

В балансном антенном переключателе могут применяться разрядники блокировки передатчика с двумя двойными волноводными

тройниками, похожими на конструкцию, приведенную на рис. 18.5. Для увеличения полосы пропускания число разрядников в отдельных переключателях может быть увеличено до четырех [123]. В некоторых случаях удобно воспользоваться принципом деления мощности; на рис. 18.19, б показан антенный переключатель с разрядниками блокировки, в котором осуществляется деление на 4. Такой переключатель на частоты 2,6—3,1 Гц с разрядниками блокировки передатчика типа 1В44 и защитным разрядником типа 1В58А в плече приемника имеет [159] удовлетворительные характеристики в рабо-

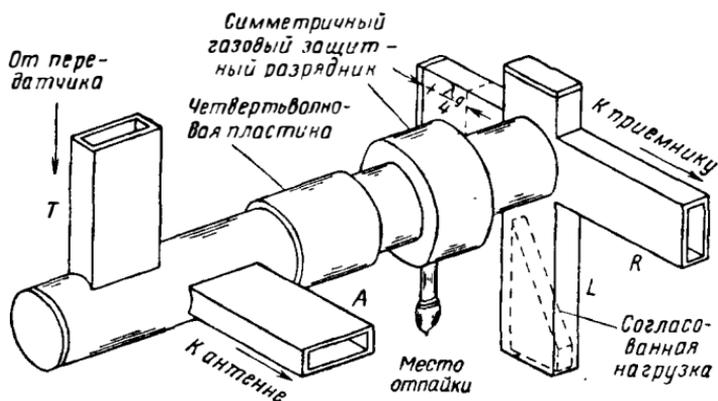


Рис. 18.20. Балансный антенный переключатель, в котором используется круговая поляризация волны.

Четвертьволновая пластинка расположена со стороны передатчика, а турникетное соединение — со стороны приемника.

чем диапазоне по мощности до 5 Мвт в импульсе и 4 квт средней мощности.

В балансном антенном переключателе, показанном на рис. 18.20, используются волны, поляризованные по кругу. Мощность, поступающая от передатчика через переходник в круглый волновод, возбуждает плоскую волну  $TE_{11}$ , которая с помощью четвертьволновой пластинки преобразуется в поляризованную по кругу. Два обычных разрядника, скомбинированные в одной трубке, отражают падающую волну с изменением направления вращения вектора электрического поля на противоположное. После вторичного прохождения четвертьволновой пластинки мощность через плечо  $A$  поступает к антенне. Просачивающаяся мощность проходит через разрядники к выходному контуру, в данном случае турникетному, а оттуда в эквивалентную нагрузку  $L$ . При малом уровне мощности газовые разрядники пропускают сигнал, идущий от антенны к приемнику через плечи  $A$  и  $R$ .

Антенный переключатель с поворотом поляризации, как это следует из самого названия, состоит из круглого волновода, в котором возбуждается волна  $TE_{11}$ , и расположенной в нем решетки, состоящей из 20 разрядников, которые обеспечивают поворот плоско-

сти поляризации излучаемой волны на  $90^\circ$ . Связь с передатчиком, антенной, приемником и эквивалентной нагрузкой производится через соответствующие плечи. Такой простой прибор, как CV2285, заполненный криптоном и кусочками кварца в качестве восстановительного агента, был применен в неопубликованной работе Дж. Р. Томаса. Дальнейшая защита, в том числе и в плече приемника [61], осуществляется при помощи таких защитных разрядников, как CV2378 и CV2429. В результате этого антенный переключатель обладает высокой надежностью и продолжительным сроком службы.

### 18.6.3. Индивидуальные функции

Наибольшего увеличения надежности и улучшения характеристик можно достигнуть с помощью развернутой конструкции, в которой каждая функция переключателя выполняется специально разработанным для этой цели разрядником. Антенный переключатель может быть выполнен балансным или с ответвлениями, и в нем могут применяться по отдельности или в некоторой комбинации разрядники с внешним или внутренним поджигом. Например, если электроды размещены в газонаполненном вспомогательном волноводе направленного ответвителя с полной передачей энергии [176], то разряд может быть получен достаточно интенсивным, чтобы вызвать запирание волновода. Это означает, что мощность проходит вдоль основного волновода без всяких помех. Таким образом, если приложен внешний опережающий импульс соответствующей амплитуды, то во время режима передачи мощность может быть переключена из вспомогательного плеча в основное и обратно. Для улучшения защиты приемника применяются дополнительные разрядники.

В типичных устройствах [61] антенного волноводного шлейфного переключателя отдельный защитный разрядник у приемника заменяется одной из следующих комбинаций:

а) предварительный антенный разрядник, за ним аттенюатор, включаемый опережающим импульсом, и пассивный защитный переключатель;

б) предварительный антенный разрядник, за ним защитный разрядник без поджигающего электрода и пассивный защитный переключатель;

в) предварительный антенный разрядник, за ним защитный разрядник без поджигающего электрода, далее аттенюатор, включаемый опережающим импульсом, и пассивный защитный переключатель.

В антенном переключателе [104] на частоту  $9,5 \text{ Гц}$ , построенном по схеме а), использованы предварительный антенный разрядник с кварцевой трубкой [168], газонаполненный аттенюатор, включаемый опережающим импульсом, и разрядник пассивной защиты типа CV2359; суммарная просачивающаяся энергия составляет менее  $0,01 \text{ эрг/имп}$ . В конструкции на частоту  $3 \text{ Гц}$ , собранной по схеме в), разрядники расположены в следующем порядке: CV2339, CV2378,

CV2379 и VX3262; мощность передатчика в импульсе 2,5 Вт, средняя мощность 3,5 кВт. При малом уровне мощности общие вносимые потери составляют 0,5 дБ, КСВН менее 1,2 в 8%-ной полосе частот. При высоком уровне мощности энергия пика импульса просачивающейся мощности в разряднике CV2379 с опережающим импульсом и без него равна соответственно 0,01 и 0,15 эрг, общее время восстановления составляет 40 мксек.

Балансный антенный переключатель, выполненный по любой из приведенных на рис. 18.18 схем, может быть модифицирован [61]

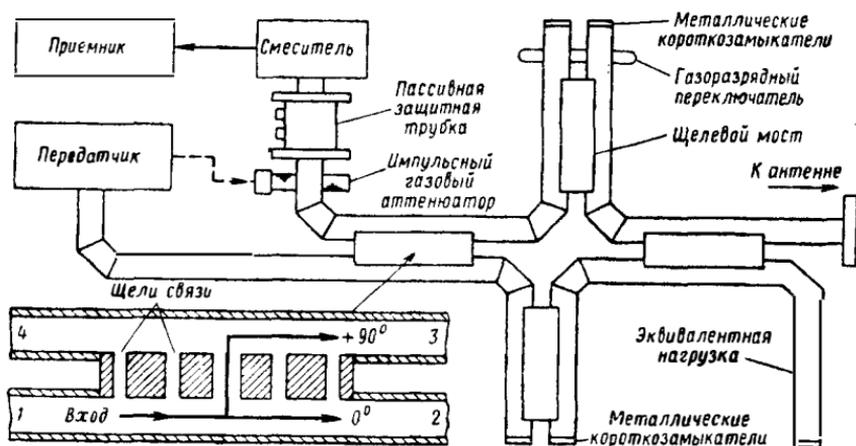


Рис. 18.21. Фазовращающий антенный переключатель со щелевыми мостовыми ответвителями на 3 дБ.  
Частота 8,5—10 Гц. (См. [138].)

путем замены каждого переключателя на комбинацию, состоящую из предварительного антенного разрядника и защитного разрядника без поджигающего электрода, с подсоединением к плечу приемника аттенюатора, включаемого опережающим импульсом, а за ним разрядника пассивной защиты. В балансном антенном переключателе, блок-схема которого приведена на рис. 18.21, применены [138] два чувствительных к мощности фазовращателя, каждый из них включает пару направленных ответвителей на 3 дБ, делящих, как это показано в нижнем левом углу рис. 18.21, поступающую в плечо 1 мощность поровну между плечами 2 и 3 со сдвигом фаз соответственно 0 и 90°. Один из фазовращателей разрядника CV2482 снабжен предварительным антенным разрядником, смещенным на четверть волны вперед от положения, соответствующего его короткому замыканию. Электрическая длина фазовращателя поэтому на полволны меньше при мощном сигнале, чем при слабом. Таким образом, мощность проходит от передатчика к антенне и от антенны к приемнику, КСВН в любых условиях мень-

ше 1,2, а изоляция больше 25 дБ в диапазоне 8,5—10,0 ГГц, динамический диапазон по мощности: в импульсе 800 квт, средней мощности 400 вт. Антенный переключатель укомплектован также импульсным аттенуатором и пассивным защитным разрядником типа CV2359, размещенными в плече приемника. При испытаниях этого антенного переключателя за 36 855 час работы на входе приемника сгорело только шесть кристаллических диодов.

## 18.7. ТЕХНИКА ИЗМЕРЕНИЙ

### 18.7.1. Затухание и полное сопротивление

В процессе разработки и для контроля во время производства требуется снимать характеристики как собранного антенного переключателя, так и отдельных его частей. Рассматриваемые ниже способы относятся специально к газоразрядным переключателям, но при некоторой модификации они могут быть применены к пассивным конструкциям и переключателям на твердых телах. Обычно измеряются [14, 199] вносимые потери, входной КСВН и ширина полосы пропускаемых частот; измерение требуется произвести при малом и большом уровнях мощности. В первом случае обычно производится большой объем испытаний и при использовании в схеме умножения мощности  $N$  волноводных тройников может быть получена экономия мощности в  $2^N$  раз [237]. Как правило, обычно лабораторное оборудование должно быть дополнено специализированными приборами.

Потери в дуге защитного разрядника могут быть, например, измерены путем включения его в передающую линию и сравнения мощности на нагрузке с мощностью в том случае, когда разрядник заменен короткозамыкателем. В экспериментах на частоте 35 ГГц Ходгсон в работе, результаты которой не опубликованы, увеличил точность измерений мостовым методом. Газонаполненная трубка помещалась в одно плечо, а калиброванный аттенуатор — в другое. Вспомогательный аттенуатор и фазовращатель настраивались таким образом, чтобы сбалансировать мост с короткозамыкателем вместо разрядной трубки. При установке трубки на свое место мерой потерь в дуге служит та перестройка калиброванного аттенуатора, которую необходимо было произвести, чтобы восстановить нарушенный баланс. Повышенная точность, особенно при большой мощности, когда доля потерь в дуге становится малой, получается при помещении в линии нескольких трубок.

Помимо вышеуказанного требуется измерить минимальную мощность поджига, мощность, просачивающуюся из-за взаимодействия основной частоты и гармоник, и параметры, характеризующие предыонизацию. Измерения на защитных разрядниках следует производить при наличии предыонизации: таким образом, измеряются как вносимые потери, так и потери на взаимодействие. При работе разрядников блокировки передатчика и предварительных антенных разрядников существенным является положение экви-

валентного короткозамыкателя; оно обычно определяется мостовым методом, при котором разрядник уравнивается подвижным короткозамыкателем.

### 18.7.2. Просачивание мощности

Пик и плоская часть импульса просачивающейся мощности в газоразрядных антенных переключателях могут быть отдельно измерены методом исключения. Как показано на рис. 18.22, а, вначале измеряется общая просачивающаяся энергия. Поскольку она состав-

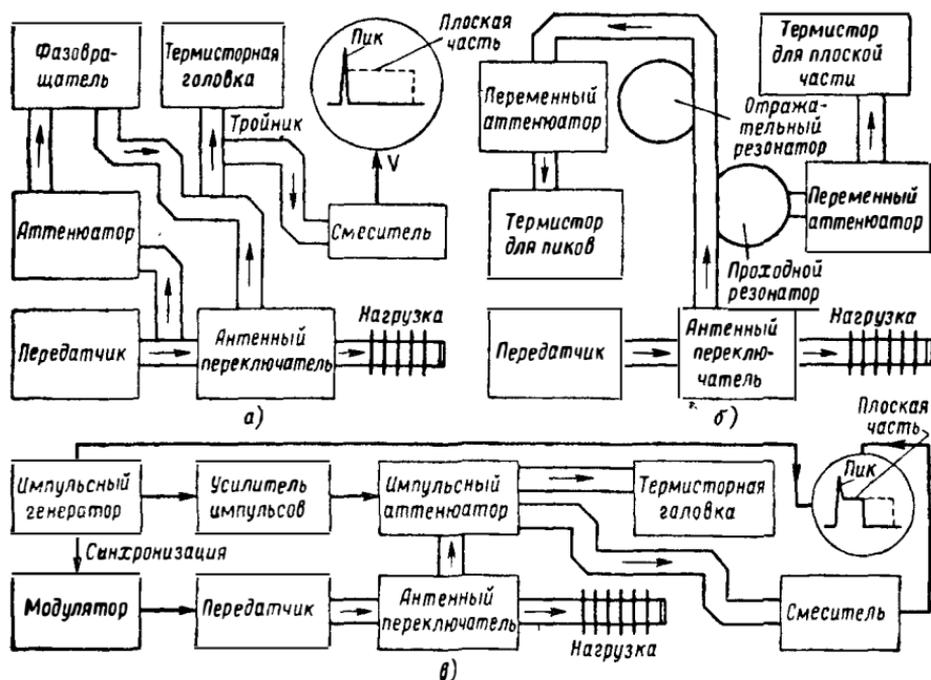


Рис. 18.22. Методы измерения мощности, просачивающейся в антенном переключателе:

а — исключение плоской части импульса; б — разделение пика и плоской части с помощью резонатора; в — переменная ширина импульса.

ляет в среднем только несколько микроватт, то для этих целей обычно применяется термистор вместе с соответствующим мостом. Небольшая часть высокочастотной энергии отводится из передающей линии на выход антенного переключателя, причем амплитуда и фаза регулируются таким способом, чтобы исключить плоскую часть импульса, что контролируется с помощью осциллографа с быстрой разверткой. Таким образом, измеряется энергия пика. На практике [14] плоская часть импульса просачивающейся мощности не остается постоянной в течение всего импульса и потому полного исключения добиться не удастся. Поэтому измеренная величина энергии

пика будет больше своего истинного значения. При коротких импульсах необходимо заботиться о том, чтобы сделать равными пути, проходимые просочившимся импульсом и гасящим сигналом.

В другом методе [199] в качестве фильтра для вырезания пика, энергия которого распределена в широкой полосе частот, используется резонатор с высокой добротностью. В измерительном устройстве, схематически показанном на рис. 18.22, б, соответствующим образом расположенный заградительный резонатор пропускает плоскую часть импульса через проходной резонатор к термистору. При добротности порядка 1000 только ничтожная часть энергии пика проходит через резонатор; большая часть энергии проходит вдоль линии ко второму измерительному термистору. Резонаторы должны быть точно настроены, и, кроме того, необходимо делать поправки на небольшие потери в самих резонаторах и при отражении.

Для следующего метода, в котором используются импульсы передатчика различной длительности, не требуется специального оборудования. Измерения суммарной мощности просачивания для нескольких импульсов с различной длительностью позволяют определить энергию пика при помощи экстраполяции к нулевой длительности. При этом вовсе не требуется модулятор, формирующий импульсы переменной длительности, а достаточно воспользоваться, как это показано на рис. 18.22, в, аттенюатором, на который может быть подан гасящий импульс в любое время вслед за пиком. Необходимо, чтобы скорость нарастания величины затухания аттенюатора после подачи гасящего импульса была велика; вполне удовлетворительным значением является 50 дБ/мксек. Если, например, длительность импульса передатчика равна 1 мксек, то длительность измеряемой плоской части может изменяться ступенями по 0,1 мксек за счет уменьшения задержки гасящего импульса. С помощью экстраполяции получаем энергию пика просачивающейся мощности.

### 18.7.3. Время восстановления

Измерение ослабления слабого сигнала в функции времени после окончания мощного импульса позволяет определить время восстановления газоразрядного антенного переключателя. В устройстве, схематически показанном на рис. 18.23, частота генератора сигнала близка к частоте передатчика, а выход генератора через направленный ответвитель соединен с антенным переключателем. Зондирующий сигнал должен поступать несколько раньше импульса от передатчика для установления уровня отсчета. Измерение амплитуды сигнала на экране осциллографа определяется калиброванным аттенюатором.

В модификации этого метода передатчик запускается только одним импульсом из двух поступающих от генератора стандартных сигналов, таким образом, один из слабых импульсов проходит без затухания. На экране осциллографа видны два импульса, один неослабленный, а другой искаженный эффектами восстановления

разрядника. Разница в амплитудах импульсов служит мерой ослабления, обусловленного конечностью времени восстановления. Кривую восстановления можно непосредственно наблюдать на экране осциллографа, модулируя импульсы генератора сигнала так, чтобы сделать время задержки переменным или, еще лучше, обеспечить быстрое следование импульсов друг за другом [182].

Другой способ состоит [14] в модуляции прямоугольным напряжением усилителя промежуточной частоты с частотой порядка

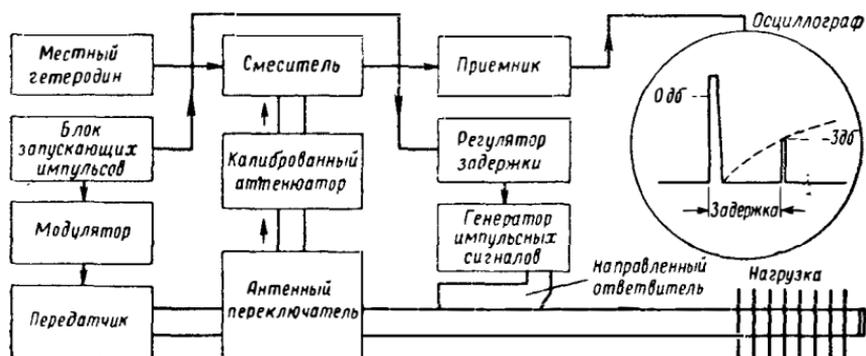


Рис. 18.23. Блок-схема устройства для измерения времени восстановления. Наблюдается амплитуда слабого сигнала в последовательные моменты времени после импульса передатчика.

2 Мгц. При этом на экране осциллографа амплитуда напряжения этой частоты изменяется согласно закону восстановления. Во всех этих методах необходимо воспрепятствовать просачиванию импульса передатчика; для этого используется фильтр из резонатора или волноводного моста, а на приемник подается запирающий импульс. Эти способы пригодны для защитных разрядников как с низкой, так и высокой добротностью, а при некоторой модификации и для предварительных антенных разрядников, газонаполненных аттенуаторов и других приборов. Параметры разрядника блокировки передатчика могут быть измерены при наблюдении [14] времени восстановления потерь в ответвителе или отражения от основной линии для слабых зондирующих сигналов.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Adler, F. P.: «Measurement of the Complex Conductivity of an Ionized Gas at Microwave Frequencies», *J. appl. Phys.*, 1949, 20, p. 1125.
2. Adler, F. P., and Margenau, H.: «Electron Conductivity and Mean Free Paths», *Phys. Rev.*, 1950, 79, p. 970.
3. Hearn, A. J., and Hannay, N. B.: «The Formation of Negative Ions of Sulphur Hexafluoride», *J. chem. Phys.*, 1953, 21, p. 119.
- \*4. Alfven, H.: «Cosmical Electrodynamics» (Clarendon Press, Oxford, 1950).
5. Allis, W. P., and Brown, S. C.: «High-Frequency Electrical Breakdown in Gases», *Phys. Rev.*, 1952, 87, p. 419.

6. Allis, W. P., and Rose, S. J.: «Transition from Free to Ambipolar Diffusion», *Phys. Rev.*, 1954, **93**, p. 84.
7. Appleton, E. V., and Chapman, F. W.: «The Collisional Frequency experienced by Vibrating Electrons in Ionized Air», *Proc. Phys. Soc.*, 1932, **44**, p. 246.
8. Armistead, M. A., Spenser, E. G., and Hatcher, R. D.: «Microwave Semiconductor Switch», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 1875.
9. Barlow, H. E. M., and Effemey, H. G.: «Propagation Characteristics of Low-Loss Tubular Waveguides», *Proc. I. E. E.*, 1957, **104B**, p. 254.
10. Barry, J. N., and Clarke, W. W. H.: «Microwave Modulator Uses Ferrite Gyration», *Electronics*, 1955, **28**, May, p. 139.
11. Bates, E. R.: «Electron Recombination in Helium», *Phys. Rev.*, 1950, **77**, p. 718.
12. Bates, D. R.: «Dissociative Recombination», *Phys. Rev.*, 1950, **78**, p. 492.
13. Bekefi, G., Hirshfield, J. L., and Brown, C. S.: «Incoherent Microwave Radiation from Plasmas», *Phys. Rev.*, 1959, **116**, p. 1051.
14. Belbeoch, R., and Bricon, M.: «Measurements on Gas-Filled (TR and ATR) Valves», *Vide*, 1956, **11**, No. 65, p. 373, and *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 65.
15. Bennett, W. H.: «Magnetically Self-Focusing Streams», *Phys. Rev.*, 1934, **45**, p. 890.
16. Biondi, M. A., and Brown, S. C.: «Measurements of Ambipolar Diffusion in Helium», *Phys. Rev.*, 1949, **75**, p. 1700.
17. Biondi, M. A., and Brown, S. C.: «Measurements of Electron-Ion Recombination», *Phys. Rev.*, 1949, **76**, p. 1697.
18. Biondi, M. A.: «Ambipolar Diffusion in Neon», *Phys. Rev.*, 1950, **79**, p. 733.
19. Biondi, M. A.: «Microwave Gas Discharges», *Elect. Engng*, 1950, **69**, p. 806.
20. Biondi, M. A.: «Measurement of the Electron Density in Ionized Gases by Microwave Techniques», *Rev. sci. Instrum.*, 1951, **22**, p. 500.
21. Biondi, M. A., and Holstein, T.: «Concerning the Mechanism of Electron — Ion Recombination», *Phys. Rev.*, 1951, **82**, p. 962.
22. Biondi, M. A.: «Concerning the Mechanism of Electron — Ion Recombination», *Phys. Rev.*, 1951, **83**, p. 1078.
23. Biondi, M. A.: «Diffusion Cooling of Electrons in Ionized Gases», *Phys. Rev.*, 1954, **93**, p. 1136.
24. Biondi, M. A., and Chanin, L. M.: «Mobilities of Atomic and Molecular Ions in the Noble Gases», *Phys. Rev.*, 1954, **94**, p. 910.
25. Bittner, G.: «Wave Propagation in a Plasma Cable with External Magnetic Field», *Z. angew. Phys.*, 1958, **10**, p. 117.
26. Bloom, M.: «Microwave Switching with Computer Diodes», *Electronics*, 1960, **33**, January 15th, p. 85.
27. Boissiere, J., and Romiguere, C.: «Study of Pressures and their Evolution in Gas-Filled Tubes», *Vide*, 1957, **12**, No. 67, p. 17.
28. Boley, F. J.: «Scattering of Microwave Radiation by a Plasma Column», *Nature*, 1958, **182**, p. 790.
29. Bonnet, M., Matricon, M., and Roubine, E.: «Investigation of the Faraday Effect in a Plasma at 10 kMc/s», *Ann. Telecomm.*, 1955, **10**, p. 150.
30. Boot, H. A. H., Self, S. A., and Harvie, R. B. R-S.: «Containment of a Fully-Ionized Plasma by Radio-Frequency Fields», *J. Electronics Control*, 1958, **4**, p. 434.
31. Boronski, S.: «Some Properties and Applications of Ferrites at 3 cm Wavelength», *Proc. I. E. E.*, 1957, **104B**, Sup. No. 6, p. 331.
32. Boyd, R. L. F.: « $H_2^+$  in the Helium Discharge», *Proc. Phys. Soc.*, 1950, **63A**, p. 543.

33. Bradley, E. M., and Pringle, E. H.: «The Theory and Design of Gas-Discharge Microwave Attenuators», *J. Brit. I. R. E.*, 1955, **15**, p. 11.
34. Bridges, T. J., Hawkins, P. O., and Walsh, D.: «Keep-Alive Instabilities in a TR Switch», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 535.
35. Brown, A. E.: «The Effect of a Magnetic Force on High-Frequency Discharge in Pure Gases», *Phil. Mag.*, 1940, **29**, p. 302.
36. Brown, S. C., and MacDonald, A. D.: «Limits for the Diffusion Theory of High-Frequency Gas-Discharge Breakdown», *Phys. Rev.*, 1949, **76**, p. 1629.
37. Brown, S. C.: «High-Frequency Gas-Discharge Breakdown», *Proc. I. R. E.*, 1951, **39**, p. 1493.
38. Brown, S. C.: «Breakdown in Hydrogen at 100 Mc/s», *Phys. Rev.*, 1951, **82**, p. 568.
39. Brown, S. C., and Rose, D. J.: «Methods of Measuring the Properties of Ionized Gases at Very High Frequencies: Part 1», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 711.
40. Brown, S. C.: «The Interaction of Microwaves with Gas-Discharge Plasmas», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 69.
41. Chapman, S., and Cowling, T. G.: «The Mathematical Theory of Non-Uniform Gases» (University Press, Cambridge, 1939).
42. Coale, F. S.: «A Switch-Detector Circuit», *Trans. I. R. E.*, 1955, **MTT-3**, No. 6, p. 59.
43. Cobine, J. D.: «Gaseous Conductors» (McGraw-Hill, New York, 1941).
44. Cobine, J. D., Cleary, E. P., and Gray, W. C.: «A Microwave Study of the High-Pressure Arc», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 1264.
45. Cole, R. S., and Honeyman, W. N.: «Two Short Low-Power Ferrite Duplexers», *Electronic Radio Engr.*, 1958, **35**, p. 282.
46. Conway, R.: «High-Speed Magnetic Pulsing of Ferrites», *J. appl. Phys.*, 1954, **25**, p. 678.
47. Cooke, A. H., Fertel, G., and Harris, N. L.: «Electronic Switches for Single-Aerial Working», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 10, p. 1575.
48. Cousins, S. W., and Ware, A. A.: «Pinch-Effect Oscillations in a High-Current Toroidal-Ring Discharge», *Proc. Phys. Soc.*, 1951, **64B**, p. 159.
49. Cullen, A. L., and Foulds, K. W. H.: «Resonant-Cavity Measurements on a D. C. Discharge», *Nature*, 1952, **169**, p. 236.
50. Dandurand, P., and Holt, R. B.: «Electron-Density and Light-Intensity Decay in Caesium Afterglows», *Phys. Rev.*, 1951, **82**, p. 278.
51. Dandurand, P., and Holt, R. B.: «Electron Removal in Mercury Afterglows», *Phys. Rev.*, 1951, **82**, p. 868.
52. Desloge, E. A., Matthysse, S. W., and Margenau, H.: «Conductivity of Plasmas to Microwaves», *Phys. Rev.*, 1958, **112**, p. 1437.
53. Diamond, F., Gozzini, A., and Kahan, T.: «Interaction of Centimetre Waves with a Plasma in the Presence of a Magnetic Field», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1956, **242**, p. 90.
54. Dougal, A. A., and Goldstein, L.: «The Spike in the Transmit — Receive (TR) Tubes», *Trans. I. R. E.*, 1956, **ED-3**, No. 3, p. 142.
55. Dougal, A. A., and Goldstein, L.: «Energy Exchange between Electron and Ion Gases through Coulomb Collisions in Plasmas», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 615.
56. Dow, D. G., and Knechtli, R. C.: «Plasma Containment by R. F. and D. C. Field Combinations», *J. Electronics Control*, 1959, **7**, p. 316.
57. Downton, D. W., and O'Brien, R. M.: «A Method of Examining the Leakage through Duplexing Systems», *Services Electronics Research Laboratory Tech. J.*, 1957, **7**, No. 2, p. 132.
58. Downton, D. W.: «Measurement of Clean-up in Gas-Discharge Tubes using Radioactive Krypton», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 10, p. 485.

59. Drummond, J. E.: «Microwave Propagation in Hot Magneto-Plasmas», *Phys. Rev.*, 1958, **112**, p. 1460.
60. Dutt, T. L., and Moore, W. I.: «A New Type of Water-Vapour Replenisher and its Application to a TR Switch», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 20, p. 492.
61. Dutt, T. L.: «Plug-in TR Tubes for Use in S-Band Duplexers», *Vide*, 1957, **12**, No. 67, p. 93.
62. Fang, P. H.: «Conductivity of Plasmas to Microwaves», *Phys. Rev.*, 1959, **113**, p. 13.
63. Fellers, R. G.: «A Circular-Polarization Duplexer for Millimetre Waves», *Commun. Electronics*, 1960, No. 46, January, p. 934.
64. Ferriti, L., and Veronesi, P.: «Influence of a Transverse Magnetic Field on the Breakdown Voltage of a Gas Discharge at High Frequency», *Nuovo Cim.*, 1955, **2**, p. 639.
65. Foulds, K. W. H.: «Resonant-Cavity Measurements of the Relative Permittivity of a D. C. Discharge», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102C**, p. 203.
66. Fox, A. G.: «Notes on Microwave Ferromagnetics Research», *Proc. I. E. E.*, 1957, **104B**, Sup. No. 6, p. 371.
67. Francis, G.: «Ionization Phenomena in Gases» (Butterworth, London, 1960).
68. French, J. C.: «Electrode Deterioration in Transmit — Receive Tubes», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1950, **45**, p. 310.
69. Fukui, S., and Hayakawa, S.: «Microwave Discharge Chamber», *J. Phys. Soc. Japan*, 1960, **15**, p. 532.
70. Garver, R. V., Spencer, E. G., and Harper, M. A.: «Microwave Semiconductor Switching Techniques», *Trans. I. R. E.*, 1958, **MTT-6**, p. 378.
71. Garver, R. V.: «High-Speed Microwave Switching of Semiconductors: Part 2», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 272.
72. Garver, R. V., Rosado, J. S., and Turner, E. F.: «Theory of the Germanium Diode Microwave Switch», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 108.
73. Garver, R. V., Spencer, E. G., and LeCraw, R. C.: «High-Speed Microwave Switching of Semiconductors», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 1336.
74. Geballe, R., and Harrison, M. A.: «Negative-Ion Formation in Oxygen», *Phys. Rev.*, 1952, **85**, p. 372.
75. Geiger, R. H., and Dorney, P. E.: «Coaxial Components Employing Gaseous Discharges at Microwave Frequencies», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.* 1956, pt 5, p. 193.
76. Geller, Z., and Low W.: «Amplification of 1-cm Waves in the Helium Negative Glow», *Nature*, 1955, **176**, p. 1021.
77. Githens, S.: «The Influence of Discharge Chamber Structure upon the Initiating Mechanism of the High-Frequency Discharge», *Phys. Rev.*, 1940, **57**, p. 822.
78. Godfrey, R. M., Humphreys, B. L., Allin, P. E. V., and Mott, G.: «Application of Ferrites at 3.2 cm Wavelength», *Proc. I. E. E.*, 1957, **104B**, Sup. No. 6, p. 355.
79. Goldstein, L., and Sekiguchi, T.: «Electron — Electron Interaction and Heat Conduction in Gaseous Plasmas», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 625.
80. Goldstein, L., Lampert, M., and Heney, J.: «Magneto-Optics of an Electron Gas with Guided Microwaves», *Phys. Rev.*, 1951, **82**, p. 956, and 1951, **83**, p. 1255.
81. Goldstein, L., Lampert, M. A., and Gelger, R. H.: «Determination of Electron Density and Collision Frequency in a Gaseous Discharge by Microwave Propagation Measurements», *Elect. Commun.*, 1952, **29**, p. 243.
82. Goldstein, L., Anderson, J. M., and Clarke, G. L.: «Interaction of Microwaves Propagated through a Gaseous Discharge Plasma», *Phys. Rev.*, 1953, **90**, p. 151.

83. Goldstein, L., Anderson, J. M., and Clarke, G. L.: «Quenching of Afterglow in Gaseous Discharge Plasmas by Low-Power Micro-waves», *Phys. Rev.*, 1953, **90**, p. 486.
84. Goldstein, L., and Cohen, N. L.: «Behaviour of Gas Discharge Plasma in High-Frequency Electromagnetic Fields», *Elect. Commun.*, 1951, **28**, p. 305.
85. Goldstein, L., Gilden, M., and Eitter, J.: «Guided-Wave Propagation through Ferrites and Electron Gases in Magnetic Fields», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1953, pt 10, p. 58.
86. Goldstein, L.: «Electrical Discharges in Gases and Modern Electronics», *Adv. Electronics Electron Phys.*, vol. VII (Academic Press, New York, 1955).
87. Goldstein, L.: «Nonreciprocal Electromagnetic-Wave Propagation in Ionized Gaseous Media», *Trans. I. R. E.*, 1958, **MTT-6**, p. 19.
88. Goldstein, L., and Cohen, N. L.: «Radio-Frequency Conductivity of Gas-Discharge Plasmas in the Microwave Region», *Phys. Rev.*, 1948, **73**, p. 83.
89. Goodwin, F. E.: «Duplexing a Solid-State Ruby Maser in an X-Band Radar System», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 113.
- \*90. Gorokhov, Y. V.: «Observation of Gyromagnetic Resonance of Electrons in a Disintegrating Plasma», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 794.
91. Gould, L., and Brown, S. C.: «Microwave Determination of the Probability of Collision of Electrons in Helium», *Phys. Rev.*, 1954, **95**, p. 897.
92. Gould, L., Edwards, E. V., and Reingold, I.: «A Novel Approach to Microwave Duplexer-Tube Design», *Trans. I. R. E.*, 1957, **ED-4**, p. 300.
93. Gould, L., and Brown, S. C.: «Methods of Measuring the Properties of Ionized Gases at High Frequencies: Part 4», *J. appl. Phys.*, 1953, **24**, p. 1053.
94. Gould, L.: «Improved Keep-Alive Design for TR Tubes», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 530.
95. Gozzini, A.: «Some Magneto-Optical Phenomena connected with the Molecular Resonance of Gases at Microwave Frequencies», *J. Phys. Radium*, 1955, **16**, p. 357.
96. Gutton, H.: «Dielectric Properties of an Ionized Gas and High-Frequency Discharge», *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1930, **13**, p. 62.
97. Hagstrum, H. D.: «Ionization by Electron Impact in CO, N<sub>2</sub>, NO and O<sub>2</sub>», *Rev. mod. Phys.*, 1951, **23**, p. 185.
98. Hagstrum, H. D.: «Instrumentation and Experimental Procedure for Studies of Electron Ejection by Ions and Ionization by Electron Impact», *Rev. sci. Instrum.*, 1953, **24**, p. 1122.
99. Hamburger, S. M.: «A Wide-Band Multi-Way Electronic Switch», *Proc. I. R. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 10, p. 510.
100. Hardin, R. H., Downey, E. J., and Munushian, J.: «Electronically Variable Phase Shifters utilizing Variable-Capacitance Diodes», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 944.
101. Harrison, M. A., and Geballe, R.: «Simultaneous Measurement of Ionization and Attachment Coefficients», *Phys. Rev.*, 1953, **91**, p. 1.
102. Harvey, A. F.: «Ferrite Structures for Millimetre Wavelengths», *Proc. I. R. E.*, 1957, **104B**, Sup. No. 6, p. 346.
103. Harvey, A. F.: «Duplexing Systems at Microwave Frequencies», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 415.
104. Hawkins, P. O.: «Active Microwave Duplexing Systems», *Proc. I. R. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 10, p. 505.
105. Hawkins, P. O.: «Recent Progress in Radar Duplexers, with Special Reference to Gas-Discharge Tubes», *Proc. I. R. E.*, 1953, **100**, pt III, p. 314.
106. Hawkins, P. O., and Costain, C. C.: «Amplitude Modulation of Centimetre Waves», *Nature*, 1949, **164**, p. 356.

107. H a w o r t h, F. E.: «Electrode Reactions in the Glow Discharge», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 606.
108. H e i n s, H.: «Radial Duplexer uses Dual TR Tubes», *Electronics*, 1954, **27**, August, p. 149.
109. H e r l i n, M. A., and B r o w n, S. C.: «Breakdown of a Gas at Microwave Frequencies», *Phys. Rev.*, 1948, **74**, p. 291.
110. H e r l i n, M. A., and B r o w n, S. C.: «Electrical Breakdown of a Gas between Coaxial Cylinders at Microwave Frequencies», *Phys. Rev.*, 1948, **74**, p. 910.
111. H e r l i n, M. A. and B r o w n, S. C.: «Microwave Breakdown of a Gas in a Cylindrical Cavity of Arbitrary Length», *Phys. Rev.*, 1948, **74**, p. 1650.
112. H i r s h f i e l d, J. L., and B r o w n, S. C.: «Microwave Method for Measuring the Probability of Elastic Collision of Electrons in a Gas», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 1749.
113. H o l s t e i n, T.: «Energy Distribution of Electrons in High Frequency Gas Discharges», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 367.
114. H o l t, R. B., R i c h a r d s o n, J. M., H o w l a n d, B., and M c C l u r e, B. T.: «Recombination-Spectrum and Electron-Density Measurements in Neon Afterglows», *Phys. Rev.*, 1950, **77**, p. 239.
115. H o n e r j ä g e r, R., and S c h u l z - D u B o i s, E.: «A Microwave Method of Measurement of Electron Concentration in the Plasma of a Glow Discharge», *Naturwiss.*, 1950, **37**, p. 358.
116. H o r n b e c k, J. A., and M o l n a r, J. P.: «Mass-Spectrometer Studies of Molecular Ions in the Noble Gases», *Phys. Rev.*, 1951, **84**, p. 621.
117. H u x l e y, L. G. H.: «A General Formula for the Conductivity of a Gas Containing Free Electrons», *Proc. Phys. Soc.*, 1951, **64B**, p. 844.
118. I n g r a m, D. J. E., and T a p l e y, J. G.: «Electron Resonance in Gas Discharges», *Phys. Rev.*, 1955, **97**, p. 238.
119. J a n c e l, R., and K a h a n, T.: «Conditions of Discharge in an Electromagnetic Cavity and Progressive Waves in Lorentz-Type Plasmas», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1957, **244**, p. 2894.
120. J e a n, R., and R e v e r d i n, D.: «The Fully-Coupled TR Valve», *Vide*, 1956, **11**, No. 65, p. 357, *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 65, and *Ann. Radioelect.*, 1956, **11**, p. 165.
121. J e a n, R.: «Contributions to the Study of Keep-Alive Electrodes of TR Valves», *Vide*, 1956, **11**, No. 65, p. 362, and *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 65.
122. J o h n s o n, R. A., M c C l u r e, B. T., and H o l t, R. B.: «Electron Removal in Helium Afterglows», *Phys. Rev.*, 1950, **80**, p. 376.
123. J o n e s, C. W.: «Broad-Band Balanced Duplexers», *Trans. I. R. E.*, 1957, **MTT-5**, p. 4.
124. J o n e s, F. L.: «Electrical Discharges», *Rep. Progr. Phys.*, 1953, **16**, p. 216.
125. J o n e s, R. C., and L o w r e y, G. R.: «Plasma Resonance Scanners», *Microwave J.*, 1959, **2**, April, p. 21.
126. J u r r i a n s e, T., and D r u z v e s t e y n, M. J.: «Transition from Glow Discharge to Arc Discharge», *Physica*, 1935, **3**, p. 825.
127. K h a s t g i r, S. R., and R a h m a n, S. M. F.: «The Dielectric Constant and Electrical Conductivity of Gases and Vapours Ionized by X-rays at Ultra-High Radio Frequency», *Phil. Mag.*, 1940, **29**, p. 353.
128. K r a s i k, S., A l p e r t, D., and M c C o u b r e y, A. O.: «Breakdown and Maintenance of Microwave Discharges in Argon», *Phys. Rev.*, 1949, **76**, p. 722.
129. L a a f f, O.: «Tunable Aerial Duplexer», *Fernmeldetech. Z.*, 1954, **7**, p. 688.
130. L a m p e r t, M. A., and W h i t e, A. D.: «Microwave Technique for Studying Discharge in Gases», *Elect. Commun.*, 1953, **30**, p. 124.
131. L a x, B., A l l i s, W. P., and B r o w n, S. C.: «The Effect of Magnetic Field on the Breakdown of Gases at Microwave Frequencies», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 1297.
132. L a x, B., and B r o w n, S. C.: «High-Frequency Breakdown in Magnetic Fields», *Phys. Rev.*, 1949, **76**, p. 457.

133. LeCraw, R. C., and Bruns, H. B.: «Time Delay in High-Speed Ferrite Microwave Switches», *J. appl. Phys.*, 1955, **26**, p. 124.
134. LeCraw, R. C.: «High-Speed Pulsing of Ferrites», *J. appl. Phys.*, 1954, **25**, p. 678.
135. Loeb, L. B.: «Fundamental Processes in Electrical Discharge in Gases» (Wiley, New York, 1939).
136. Lower, P. D.: «Passive Protection Cells», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 10, p. 508.
137. Lomer, P. D., and O'Brien, R. M.: «A Microwave Pulsed Attenuator using a R. F. Excited Discharge», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 10, p. 500.
138. Lomer, P. D., and O'Brien, R. M.: «A New Form of High-Power Microwave Duplexer», *Trans. I. R. E.*, 1958, **MTT-6**, p. 264.
139. Lomer, P. D.: «An Experimental Study of the Reliability of an Active Duplexing System at X-Bands», *Services Electronics Research Laboratory Tech. J.*, 1957, **7**, No. 2, p. 88.
140. Lorentz, H. A.: «The Theory of Electrons» (Dover Publications, New York, 1916).
141. MacDonald, A. D., and Matthews, J. H.: «Electrical Breakdown in Argon at Ultra-High Frequencies», *Canad. J. Phys.*, 1956, **34**, p. 395.
142. MacDonald, A. D., and Matthews, J. H.: «High-Frequency Ionization Coefficients in Neon — Argon Mixtures», *Phys. Rev.*, 1955, **98**, p. 1070.
143. MacDonald, A. D.: «High-Frequency Breakdown in Neon», *Phys. Rev.*, 1952, **88**, p. 420.
144. MacDonald, A. D., and Brown, S. C.: «High-Frequency Gas-Discharge Breakdown in Helium», *Phys. Rev.*, 1949, **75**, p. 411.
145. MacDonald, A. D., and Brown, S. C.: «High-Frequency Gas-Discharge Breakdown in Hydrogen», *Phys. Rev.*, 1949, **76**, p. 1634.
146. MacLese, A., and Ashmead, J.: «The Rhumbatron Waveguide Switch», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 4, p. 700.
147. Madan, M. P., Gordon, E. I., Buchsbaum, S. J., and Brown, S. C.: «Determination of Ionization in Microwave Discharges», *Phys. Rev.*, 1957, **106**, p. 839.
148. Makinson, R. E. B., Thonemann, P. C., King, R. B., and Ramsay, J. B.: «Dielectric Constant and Electron Density in a Gas Discharge», *Proc. Phys. Soc.*, 1951, **64B**, p. 665.
149. Margenau, H., McMillan, F. L., Dearney, I. H., Pearshall, C. S., and Montgomerie, C. G.: «Physical Processes in the Recovery of TR Tubes», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 349.
150. Margenau, H.: «Conductivity of Plasmas to Microwaves», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 6.
151. Margenau, H.: «Theory of High-Frequency Gas Discharges: I. Methods for Calculating Electron Distribution Functions», *Phys. Rev.*, 1948, **73**, p. 297.
152. Margenau, H., and Hartman, L. M.: «Theory of High-Frequency Gas Discharges: II. Harmonic Components of the Distribution Function», *Phys. Rev.*, 1948, **73**, p. 309.
153. Margenau, H.: «Conduction and Dispersion of Ionized Gases at High Frequencies», *Phys. Rev.*, 1946, **69**, p. 508.
154. Massey, H. S. W.: «Recombination of Gaseous Ions», *Advances Phys.*, 1952, **1**, No. 4, p. 395.
155. Massey, H. S. W.: «Negative Ions» (University Press, Cambridge, 1950).
156. Meyer, M. A. and Goldberg, H. B.: «Applications of the Turnstile Junction», *Trans. I. R. E.*, 1955, **MTT-3**, No. 6, p. 40.
- \*157. Mikaelyan, A. L.: «Application of Electron Plasma in the Production of Nonreciprocal Systems», *Bull. Acad. Sci. USSR*, 1955, No. 7, p. 23.
158. Millet, M. R.: «Microwave Switching by Crystal Diodes», *Trans. I. R. E.*, 1958, **MTT-6**, p. 284.

159. Milosevic, L.: «High-Power Duplexers», *Vide*, 1957, **12**, No. 67, p. 109.
160. Minorovsky, N.: «Electronic Conduction and Ionization in Crossed Electric and Magnetic Fields», *J. Franklin Inst.*, 1930, **209**, p. 757.
161. Mitani, K.: «On the Radial Extent of Glow in Microwave Gas Discharge between Coaxial Cylinders», *J. Phys. Soc. Japan*, 1954, **9**, p. 299.
162. Mitani, K.: «The Direct Current Associated with Microwave Gas Discharge between Coaxial Cylinders: Parts 3 and 4», *J. Phys. Soc. Japan*, 1953, **8**, p. 642, and 1955, **10**, p. 391.
- \*163. Mitsuk, V. E., and Kozminykh, M. D.: «Electric Field in a Microwave Plasma as a Function of Time», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1959, **36**, p. 1603.
- \*164. Montgomery, C. G., Dicke, R. H., and Purcell, E. M.: «Principles of Microwave Circuits» (McGraw-Hill, New York, 1949).
165. Morris, A. L.: «Microwave Ferrite Modulators for High Signal Frequencies», *J. Brit. I. R. E.*, 1959, **19**, p. 117.
166. Oskam, H. J.: «Microwave Investigation of Disintegrating Gaseous Discharge Plasmas», *Philips res. Rep.*, 1958, **13**, pp. 335 and 401.
167. Oskam, H. J.: «High-Frequency Gas-Discharge Breakdown in Neon — Argon Mixtures», *J. appl. Phys.*, 1956, **27**, p. 848.
168. Parker, A. B.: «A New Form of X-Band Pre-TR Cell», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 10, p. 488.
169. Parzen, P., and Goldstein, L.: «Current Fluctuations in D. C. Gas-Discharge Plasmas», *Phys. Rev.*, 1950, **79**, p. 190.
- \*170. Pateyuk, G. M.: «Investigation of the High-Frequency Discharge», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1956, **30**, p. 12.
171. Phelps, A. V., Fundlingsland, O. T., and Brown, S. C.: «Microwave Determination of the Probability of Collision of Slow Electrons in Gases», *Phys. Rev.*, 1951, **84**, p. 559.
172. Phelps, A. V., and Brown, S. C.: «Positive Ions in the Afterglow of a Low Pressure Helium Discharge», *Phys. Rev.*, 1952, **86**, p. 102.
173. Post, R. F.: «Controlled Fusion Research — An Application of the Physics of High-Temperature Plasmas», *Rev. mod. Phys.*, 1956, **28**, p. 338.
174. Pringle, D. H., and Farvis, W. E. J.: «Electron Groups in the Helium Negative Glow», *Phys. Rev.*, 1954, **96**, p. 536.
175. Pringle, D. H.: «An Electronic Phase-Shift Tube for Microwave Frequencies», *J. sci. Instrum.*, 1955, **32**, p. 125.
176. Pringle, D. H., and Bradley, E. M.: «Some New Microwave Control Valves employing the Negative Glow Discharge», *J. Electronics*, 1956, **1**, p. 389.
177. Pringle, D. H., and Whitmore, E. J.: «Gas-Discharge Tubes for Control of Microwave Attenuation», *J. sci. Instrum.*, 1953, **30**, 320.
- \*178. Raizer M. D., and Shpigel, I. S.: «Microwave Investigation of Plasma», *Uspeki fiz. Nauk.*, 1958, **64**, p. 641.
179. Ramsay, J. F., and Gunn, W. F.: «A Polarized-Mirror Duplexer for use with a Circularly-Polarized Lens Aerial», *Marconi Rev.*, 1955, **18**, p. 29.
180. Reder F. H., and Brown, S. C.: «Energy Distribution Function of Electrons in Pure Helium», *Phys. Rev.*, 1954, **95**, p. 885.
181. Redfield, A., and Holt, R. B.: «Electron Removal in Argon Afterglows», *Phys. Rev.*, 1950, **82**, p. 874.
182. Regeffe, A.: «Measurement of the Transmission Characteristic of Switching Valves for Millimetre Radar», *Vide*, 1956, **11**, No. 65, p. 377.
183. Reverdin, D.: «A Wide-Band Valve Incorporating an Interdigital Line», *Vide*, 1956, **11**, No. 65, p. 352, and *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 65.
184. Richardson, J. M.: «Electron Removal in Krypton Afterglow», *Phys. Rev.*, 1952, **88**, p. 895.
185. Richardson, J. M., and Holt, R. B.: «Decay of the Hydrogen Discharge», *Phys. Rev.*, 1951, **81**, p. 153.

186. R i z z i, R. P.: «High-Power Ferrite Circulators», *Trans. I. R. E.*, 1957, **MTT-5**, p. 230.
187. R o b e r t s, M. L. W.: «Transmit — Receive Switch Tubes», *Vide*, 1957, **12**, No. 67, p. 83.
188. R o s e, D. J., and B r o w n, S. C.: «Measurement of Discharge Admittance and Electron Density — Parts 2 and 3», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, pp. 719 and 1028.
189. R o s e n, P.: «The Propagation of E. M. Waves in a Tube Containing a Coaxial D. C. Discharge», *J. appl. Phys.*, 1949, **20**, p. 868.
190. S a m u e l, A. L., C l a r k e, J. W., and M u m f o r d, W. W.: «The Gas-Discharge Transmit — Receive Switch», *Bell Syst. tech. J.*, 1946, **25**, p. 48.
191. S c h m i d t, W.: «The Microwave Plasma Torch», *Elektron. Rdsch.*, 1959, No. 11, p. 404.
192. S c h n e i d e r, J., and H o f m a n n, F. W.: «Cyclotron Resonance in Flames», *Phys. Rev. Lett.*, 1958, **1**, p. 408.
193. S c h n e i d e r, J., and H o f m a n n, F. W.: «Absorption and Dispersion of Microwaves in Flames», *Phys. Rev.*, 1959, **116**, p. 244.
194. S c h u l t z, G. J., and B r o w n, S. C.: «Microwave Study of Positive-Ion Collection by Probes», *Phys. Rev.*, 1955, **98**, p. 1642.
195. S c h u m a n n, W. O.: «Electric Waves along a Dielectric Cylinder Surrounded by a Dielectric, One or Both of the Media being Plasma», *Z. Naturforsch.*, 1950, **5A**, p. 181.
196. S c h u m a n n, W. O.: «The Backward Wave in a Metal Waveguide Filled with Longitudinally Magnetized Plasma», *Z. angew. Phys.*, 1959, **11**, p. 333.
197. S e l f, S. A., and B o o t, H. A. H.: «The Effect of Field Configuration on Gas Discharge Breakdown in Microwave Cavities at Low Pressure», *J. Electronics Control*, 1959, **6**, p. 527.
198. S e x t o n, M. C., and C r a g g s, J. D.: «Recombination in the Afterglow of Argon and Helium Microwave Techniques», *J. Electronics Control*, 1958, **4**, p. 493.
- \*199. S m u l l i n, L. D., and M o n t g o m e r y, C. G.: «Microwave Duplexers» (McGraw-Hill, New York, 1948).
200. S m u l l i n, L. D., and C h o r n e y, P.: «Properties of Ion-filled Waveguides», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 360.
201. S o o h o o, R. F.: «A Ferrite Cut-Off Switch», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 332.
202. S p e a k e, G. D.: «Problems in Protection of Radar Receivers», *Electronic Engng*, 1957, **29**, p. 313.
203. S t e i n h a u s, J. F.: «Glo-Ball Development», *Rev. sci. Instrum.*, 1956, **27**, p. 575.
204. S t u a r t, G. W., and R o s e n, P.: «A Cylindrical Cavity Filled with a D. C. Discharge», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 236.
205. S u h l, H., and W a l k e r, L. R.: «Topics in Guided-Wave Propagation through Gyromagnetic Media: Parts I, II and III», *Bell Syst. tech. J.*, 1954, **33**, pp. 579, 939 and 1133.
206. S u l l i v a n, R. F., and L e G r a w, R. C.: «New Type of Ferrite Microwave Switch», *J. appl. Phys.*, 1955, **26**, p. 1282.
207. S u t h e r l a n d, J. W.: «Waveguide Hybrid Circuits and their Use in Radar Systems», *Electronic Engng*, 1956, **28**, p. 464.
208. S u t h e r l a n d, J. W.: «Waveguide Switches and Branching Networks», *Electronic Engng*, 1959, **31**, p. 64.
209. T a k e d a, S. and H o l t, E. H.: «Improvements in the Microwave Propagation Method of Studying Decaying Gas Plasmas», *Rev. sci. Instrum.*, 1959, **30**, p. 722.
210. T a k e d a, S., and D o u g a l, A. A.: «Microwave Study of Afterglow Discharge in Water Vapour», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 412.
211. T a k e y a m a, M., H a m a m u r a, S., and O d a, T.: «Microwave

- Investigation of Plasma in Shock Tube», *Phys. Soc. Japan*, 1959, **14**, p. 1637.
212. T e t e n b a u m, S. J., and H i l l, R. M.: «High-Power, Magnetic-Field-Controlled Microwave Gas-Discharge Switches», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 73.
  213. T e t e n b a u m, S. J., and H i l l, R. M.: «High-Power Broad-Band Microwave Gas-Discharge Switch-Tubes», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, pt I, p. 83.
  214. T h o m p s o n, J.: «Sparking Potentials at Ultra-High-Frequencies», *Phil. Mag.*, 1937, **23**, p. 1.
  215. T h o n e m a n n, P. C., and C o w h i g, W. T.: «The Role of the Self Magnetic Field in High-Current Gas Discharges», *Proc. Phys. Soc.*, 1951, **64B**, pp. 345 and 618.
  216. T h o u r e l, L., T c h e d i t c h, P., L a m y, M., and V i n c e n t, P.: «Waveguide Switching Device using Gas-Filled Tubes», *Ann. Radiolect.*, 1954, **9**, p. 163.
  217. T o n k s, L., and A l l i s, W.: «Theory of Magnetic Effects in Plasma of the Arc», *Phys. Rev.*, 1939, **56**, p. 360.
  218. T o w n s e n d, J. S.: «Electricity in Gases» (Clarendon Press, Oxford, 1915, and Hutchinson, London, 1948).
  219. T o w n s e n d, J. S., and G i l l, E. W. B.: «Generatization of the Theory of Electrical Discharges», *Phil. Mag.*, 1938, **26**, p. 290.
  220. T r e u h a f t, M. A. and S i l b e r, L. M.: «Use of Microwave Ferrite Toroids to Eliminate External Magnets and Reduce Switching Power», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1538.
  221. T u r n e r, E. H.: «A Fast Ferrite Switch for Use at 70 kMc/s», *Trans. I. R. E.*, 1958, **MTT-6**, p. 264.
  222. U d e l s o n, B. J.: «Effect of Microwave Signals Incident upon Different Regions of a D. C. Hydrogen Glow Discharge», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 380.
  223. U d e l s o n, B. J., C r e e d o n, J. E., and F r e n c h, J. C.: «Microwave Measurements of the Properties of a D. C. Hydrogen Discharge», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 717.
  224. U d e l s o n, B. J., and C r e e d o n, J. E.: «Comparison of Electron Density in Different Regions of a D. C. Glow Discharge», *Phys. Rev.*, 1952, **88**, p. 145.
  225. U e b e l e, G. S.: «High-Speed Ferrite Microwave Switch», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt I, p. 227.
  226. V a r n e r i n, L. J., and B r o w n, S. C.: «Microwave Determination of Average Electron Energies and the First Townsend Coefficient in Hydrogen», *Phys. Rev.*, 1950, **79**, p. 946.
  227. V a r n e r i n, L. J.: «Electron Recombination and Collision-Cross-Section Measurements in Hydrogen», *Phys. Rev.*, 1951, **84**, p. 563.
  228. W a l s h, D.: «The Electron Affinity of Hydrogen in a Microwave Gas Discharge», *J. Electronics*, 1956, **1**, p. 444.
  229. W a l s h, D., B r i g h t, A. W., and B r i d g e s, T. J.: «Electrode Deterioration in 'Keep-Alive' Discharges in Transmit-Receive Switches», *Brit. J. appl. Phys.*, 1956, **7**, p. 31.
  230. W a r e, A. A.: «A Study of a High-Current Toroidal-Ring Discharge», *Phil. Trans. Roy. Soc.*, 1951, **243A**, p. 197.
  231. W e i b e l, E. S.: «A Note on the Confinement of a Plasma by R. F. Fields», *J. Electronics Control*, 1958, **5**, p. 435.
  232. W e i b e l, E. S.: «Stable Orbits of Charged Particles in an Oscillating Electromagnetic Field», *Phys. Rev.*, 1959, **114**, p. 18.
  233. W e i s s, J. A.: «The Tetrahedral Junction as a Waveguide Switch», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 120.
  234. W h a r t o n, C. B., and S l a g e r, D. M.: «Microwave Determination of Plasma Density Profiles», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 428.
  235. W h i t m e r, R. F.: «Principles of Microwave Interactions with Ionized Media», *Microwave J.*, 1959, **2**, February, p. 17, and March, p. 47.

236. Whitmer, R. F.: «Microwave Studies of the Electron-Loss Processes in Gaseous Discharge», *Phys. Rev.*, 1956, **104**, p. 572.
237. Young, L.: «A Hybrid-Ring Method of Simulating Higher Powers than are Available in Waveguides», *Proc. I.E.E.*, 1954, **101**, pt III, p. 189.
238. Dutt, T. L.: British Patent No. 716, 372 (21 December, 1950).
239. Kelly, D. C.: «Microwave Conductivity of a Plasma in a Magnetic Field», *Phys. Rev.*, 1960, **119**, p. 27.
240. Arams, F. R., Grace, M., and Okwit, S.: «Low-Level Garnet Limiters», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1308.
241. Anderson, J. M.: «Microwave Detection and Harmonic Generation by Langmuir-Type Probes in Plasmas», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1662.
242. Kino, G. S.: «Parametric Amplifier Theory for Plasmas and Electron Beams», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 1449.
243. Beard, D. B.: «Microwave Emission from High-Temperature Plasmas», *Phys. Rev. Lett.*, 1959, **2**, p. 81.
244. Downton, D. W., and Lomer, P. D.: «A Pre-TR Tube for High-Mean-Power Duplexing», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 654.
245. Hill, R. M., and Ichiki, S. K.: «Microwave Switching with Low-Pressure Arc Discharge», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 628.
246. Braden, R. S.: «A New Concept in Microwave Gas Switching Elements», *Trans. I. R. E.*, 1960, **ED-7**, p. 54.
247. Gallop, J. W., Dutt, T. L., and Gibson, H.: «Forces on Charged Particles of a Plasma in a Cavity Resonator», *Nature*, 1960, **188**, p. 297.
248. Harvie, R. B. R-S.: «Radio Frequency Forced Oscillations in Non-uniform Plasmas», *J. Electronics Control*, 1960, **8**, p. 421.
249. Schneider, J.: «Negative Electrical Conductivities», *Z. Naturforsch.*, 1960, **15a**, p. 484.
250. Cullen, A. L.: «Propagation of Microwaves through a Magnetoplasma, and a possible Method for Determining the Electron Velocity Distributions», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1960, **64D**, p. 509.
251. Sexton, M. C., Lennon, J. J., and Mulcahy, M. J.: «Microwave Method of Investigating the Afterglows of Pulsed Gaseous Discharges», *Brit. J. appl. Phys.*, 1959, **10**, p. 356.
252. Enander, B.: «On Microwave Propagation in a Plasma-Filled Coaxial Line», *Ericsson Tech.*, 1960, **16**, p. 59.
253. Hill, R. M., and Ichiki, S. K.: «Microwave Noise from Low-Pressure Arcs», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 735.
254. Allis, W. P.: «Propagation of Waves in a Plasma in a Magnetic Field», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 79.
255. Feldman, D. W., and McAvo y, B. R.: «A 100-dB Microwave Semiconductor Switch», *Rev. sci. Instrum.*, 1961, **32**, p. 74.
256. Rebsch, D. L.: «A Low-Loss, Semiconductor Microwave Switch», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 644.
257. Bekffi, G., and Brown, S. C.: «Microwave Measurements of the Radiation Temperature of Plasmas», *J. appl. Phys.*, 1961, **32**, p. 25.
258. Carter, J. L., Katzman, M., and Reingold, I.: «The Use of an X-Band Solid-State Ruby Maser with a Conventional Duplexing System», *Microwave J.*, 1960, **3**, July, p. 43.
259. Kojima, S., and Hagiwara, S.: «Radiation of Plasma Oscillations», *J. Phys. Soc. Japan*, 1960, **15**, p. 1904.
- \*260. Stepanov, K. N.: «Cyclotron Absorption of Electromagnetic Waves in a Plasma», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1960, **38**, p. 265.
- \*261. Zagoradnov, O. G., Fainberg, Y. B., and Egorov, A. M.: «Reflection of Electromagnetic Waves from a Plasma Moving in Slow-Wave Waveguides», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1960, **38**, p. 7.
262. Phillips, R. L., DeLosh, R. G., and White, D. E.: «Microwave Propagation through a Magnetoplasma», *J. appl. Phys.*, 1961, **32**, p. 551.

263. Drummond, J. E.: «Plasma Physics» (McGraw-Hill, New York, 1961).
264. Bunn, H. L.: «Determining Electron Density and Distribution in Plasmas: Microwave Interferometer Systems used», *Electronics*, 1961, **34**, April 7th, p. 71.
265. Reingold, I., and Carter, J. L.: «The Duplexer as a Means of Eliminating Interference from Nearby High-Power Radar Systems», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1957, **5**, pt 3, p. 71.
266. Musson-Genon, R.: «Physico-Chemical Problems in TR-Cells», *Nachr. Tech. Fachber.*, 1957, **9**, p. 44.
267. Schnitger, H.: «TR-Tubes in Radar Technology», *Nachr. Tech. Fachber.*, 1957, **9**, p. 49.
268. Reingold, I.: «Characteristics of Microwave Duplexer Tubes under Spurious Radiation Conditions», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, **7**, pt 8, p. 77.
269. Reverdin, D.: «Double TR Tube for 10 cm, 1 MW», *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 282.
270. Agdur, B.: «Microwaves in Plasma», *Elteknik*, 1960, **3**, No. 4, p. 49.
- \*271. Rubinshtein, B. E.: «V. S. W. R. and Loss Response of a Balanced Duplexer versus Distance between the Magnetron and Gas Discharge Tubes», *Radiotekhnika*, 1960, **15**, p. 16.
272. Goldstein, L., and Musson-Genon, R.: «General Aspects of the Electromagnetic Phenomena of Discharges in Gases», *Vide*, 1959, **14**, p. 327.
273. Drummond, J. E.: «Microwave Propagation in Hot Magneto-Plasmas», *Phys. Rev.*, 1958, **112**, p. 1460.
274. Unal, B., and Kahhan, T.: «Propagation of Guided Electromagnetic Waves in a Gyroelectric Electron Plasma», *J. Phys. Radium*, 1958, **19**, p. 637.
- \*275. Gershan, B. N.: «Gyro-resonance Absorption of Electromagnetic Waves in a Plasma», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1960, **38**, p. 912.
276. Olthuis, R. W.: «A Gas-Discharge Microwave Power Coupler», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 949.
277. Garver, R. V.: «Theory of TEM Diode Switching», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 224.
278. Freiberg, L.: «Pulse-Operated Circulator Switch», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 266.
279. Sansalone, F. J., and Spencer, E. G.: «Low-Temperature Microwave Power Limiter», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 272.
280. Bogdanov, E. V., Kislov, V. J., and Tchernov, Z. S.: «Interaction between an Electron Stream and Plasma», *Proc. Symp. Millimetre Waves* (Polytechnic Institute, Brooklyn, 1959).
281. Brown, S. C.: «Basic Data of Plasma Physics» (Wiley, New York, 1959).
282. Takeda, S., and Roux, M.: «A Method for Measuring High Electron Densities in Plasmas», *J. Phys. Soc. Japan*, 1961, **16**, p. 95.
283. Wait, J. R.: «Propagation of Electromagnetic Waves along a Thin Plasma Sheet», *Canad. J. Phys.*, 1960, **38**, p. 1586.
284. Takeda, S.: «Microwave Measurement of Fast Time Varying Plasmas», *J. Phys. Soc. Japan*, 1961, **16**, p. 1267.
285. Dodd, T.: «Microwave Attenuation by Cyclotron Resonance in a Slightly Ionized Gas», *J. Phys. Soc. Japan*, 1961, **16**, p. 293.
286. Baker, T. H. B.: «Semiconductor-Diode Waveguide Switch», *Electronic Technol.*, 1961, **38**, p. 300.
287. Theilen, J.: «The Backward-Wave Band in a Metal Waveguide Filled with Longitudinally Magnetized Plasma», *Z. angew. Phys.*, 1961, **13**, p. 268.
288. Lisitano, G., and Tutter, M.: «Microwave Measurements on a High-Frequency-Excited Gas Discharge», *Z. Naturforsch.*, 1961, **16a**, p. 692.

289. Hall, R. B., and Brown, S. C.: «Reflection of an Electron Beam from High-Frequency Fields», *J. appl. Phys.*, 1961, **32**, p. 1835.
290. Takeda, S., and Roux, M.: «Microwave Study of Non-ionizing Shock Waves», *J. Phys. Soc. Japan*, 1961, **16**, p. 1395.
291. Hyman, A. J.: «Measurements on a Transmission Line Ring-Hybrid», *Electronic Engng*, 1961, **33**, p. 578.
292. Tischer, F. J.: «Measurement of the Wave-Propagation Properties of Plasma in the Microwave Region», *Trans. I. R. E.*, 1960, **1-9**, p. 167.
293. Whitford, B. G.: «Reflex Klystron as a High-Speed Microwave Switch», *Rev. sci. Instrum.*, 1961, **32**, p. 919.
294. Anderson, J. M.: «Cavity Method suitable for Measurement of High Electron Densities in Plasmas», *Rev. sci. Instrum.*, 1961, **32**, p. 975.
- \*295. Golant, V. E., Zhilinskiĭ, A. P., Krivosheev, M. V., and Chernova, L. I.: «Propagation of Centimetre Waves through Waveguides Filled with Plasma of the Positive Column of a Discharge: Parts 1 and 2», *Zh. tekhn. Fiz.*, 1961, **31**, pp. 55 and 63.
296. Geerk, J., and Kleinwächter, H.: «A Gas Discharge Generated by Microwaves which Glows Free in Space at the Focus of a Closed Ellipsoid of Revolution», *Z. Naturforsch.*, 1961, **16a**, p. 320.
297. Rossol, F. C.: «Power Limiting in the 4-kMc/s to 7-kMc/s Frequency Range using Lithium Ferrite», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 1574.
298. Brown, J., and Harrison, G. R.: «A Ferrimagnetic Limiter-Isolator», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 1575.
299. Curzon, F. L., and Howard, R.: «A Proposal to use Microwave Cavities to Study the Surface Properties of High Density Plasmas», *Canad. J. Phys.*, 1961, **39**, p. 1901.
300. Narasinga, K. V., Verdeyen, J. T., and Golbstein, L.: «Interaction of Microwaves in Gaseous Plasmas Immersed in Magnetic Fields», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1877.
301. Baird, J. R., and Coleman, P. D.: «Frequency Conversion in a Microwave Discharge», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 1890.
302. Ho I. T., and Siegman, A. E.: «Passive Phase-Distortionless Parametric Limiting with Varactor Diodes», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MTT-9**, p. 459.
303. Krupke, W. F., Hartwick, T. S., and Weiss, M. T.: «Solid-State X-Band Power Limiter», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MTT-9**, p. 472.
304. Steier, W. H., and Kaufman, I.: «A Plasma Guide Microwave Selective Coupler», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MTT-9**, p. 499.
305. Muehe, C. E.: «High-Power Duplexers», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MTT-9**, p. 506.
- \*306. Starik, A. M.: «Principal Directions in the Development of Antenna TR Switches— a Review», *Radiotekh. Elektron.*, 1960, **5**, p. 1035, and *Radio Engng Electronics*, 1960, **5**, No. 7, p. 1.
307. Flock, W. L., and Elliott, R. S.: «The Radiation Pattern of a Microwave Horn and a Plasma Layer», *Trans. I. R. E.*, 1962, **AP-10**, p. 65.
308. Rotman, W.: «Plasma Simulation by Artificial Dielectrics and Parallel-Plate Media», *Trans. I.R.E.*, 1962, **AP-10**, p. 82.
309. Wicker, L. R., Neumann, G. J., and Munyak, F. E.: «Criteria for Designing High-Power Coupled Wave Duplexers and Isolators», *Trans. I.R.E.*, 1962, **MTT-10**, p. 20.
310. Uebele, G. S.: «Characteristics of Ferrite Microwave Limiters», *Trans. I.R.E.*, 1959, **MTT-7**, p. 18.
311. Garver, R. V., and Tseng, D. Y.: «X-Band Diode Limiting», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MTT-9**, p. 202.
312. Siegman, A. E.: «Phase-Distortionless Limiting by a Parametric Method», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 447.
313. Skomal, E. N., and Medina, M. A.: «A Medium-Power Ferrimagnetic Microwave Limiter», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 1000.

314. F a n k, F. B., and W a d e, G.: «Travelling-Wave Tube Limiters», *Trans. I.R.E.*, 1957, **ED-4**, p. 248.
315. T r i v e l p i e c e, A. W., and G o u l d, R. W.: «Space-Charge Waves in Cylindrical Plasma Columns», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1784.
316. D a t t n e r, A.: «The Plasma Resonator», *Ericsson Tech.*, 1957, **13**, p. 309.
317. H e s s e l, A., M a r c u v i t z, N., and S h m o y s, J.: «Scattering and Guided Waves at an Interface between Air and a Compressible Plasma», *Trans. I.R.E.*, 1962, **AP-10**, p. 48.
318. T a m i r, T., and O l i n e r, A. A.: «The Influence of Complex Waves on the Radiation Field of a Slot-Excited Plasma Layer», *Trans. I.R.E.*, 1962, **AP-10**, p. 55.
319. R a e m e r, H. R.: «Radiation from Linear Electric or Magnetic Antennas Surrounded by a Spherical Plasma Shell», *Trans. I.R.E.*, 1962, **AP-10**, p. 69.
320. S h o r e, R., and M e l t z, G.: «Anisotropic Plasma-Covered Magnetic Line Source», *Trans. I.R.E.*, 1962, **AP-10**, p. 78.
321. D r u m m o n d, J. E.: «Basic Microwave Properties of Hot Magneto-Plasmas», *Phys. Rev.*, 1958, **110**, p. 293.
322. B r o w n, J.: «Ferrimagnetic Limiters», *Microwave J.*, 1961, **4**, November, p. 74.
- \*323. G o l a n t, V. E.: «Microwave Plasma Diagnostic Techniques», *Zh. tekh. Fiz.*, 1960, **30**, p. 1265, and *Soviet Physics — Technical Physics*, 1961, **5**, p. 1197.
324. N i c o l l, G. R., and B a s u, J.: «Comparison of Microwave and Langmuir Probe Measurements on a Gaseous Plasma», *J. Electronics Control*, 1962, **12**, p. 23.
325. H a t c h, A. J., and B u t t l e r, J. W.: «Experimental Analogue Study of Containment of Dense Plasma in Resonant-Cavity Fields», *J. Electronics Control*, 1962, **12**, p. 89.
326. O l i n e r, A. A., and T a m i r, T.: «Backward Waves on Isotropic Plasma Slabs», *J. appl. Phys.*, 1962, **33**, p. 231.
327. H e r s h b e r g e r, W. D., and P e t r o f f, I.: «Magnetic Effects in a Plasma Column Irradiated with Microwaves», *J. appl. Phys.*, 1962, **33**, p. 227.
328. B i e n e r, G.: «The Propagation of Slow Electromagnetic Waves in a Plasma Cable», *Z. angew. Phys.*, 1961, **13**, p. 457.
329. M i l a z z o, C.: «Microwave High-Power Nanosecond Switch using Multipactor Discharge», *Microwave J.*, 1962, **5**, March, p. 93.
330. F o r r e r, M. P., and M i l a z z o, C.: «Duplexing and Switching with Multipactor Discharges», *Proc. I.R.E.*, 1962, **50**, p. 442.
331. P a i k, S. F.: «A Backward Wave in Plasma Waveguide», *Proc. I.R.E.*, 1962, **50**, p. 462.
332. W i l l e t, J. E.: «Effects of Electron Random Motion on Microwave Propagation through a Plasma Parallel to a Magnetic Field», *J. appl. Phys.*, 1962, **33**, p. 898.
333. H a i n, K., and T u t t e r, M.: «The Passage of Microwaves through Plane Plasma Layers», *Z. Naturforsch.*, 1962, **17a**, p. 59.
334. C h e n, K. M.: «Nonlinear Electrical Conductivity of a Fully Ionized Gas», *Trans. I.R.E.*, 1962, **AP-10**, p. 43.
335. O l t e, A., K i n g, J. S., and M i l l e r, E. K.: «A Coaxial Low-Density Plasma Experiment», *Trans. I. R. E.*, 1962, **AP-10**, p. 24.
336. D r u m m o n d, J. E.: «Transconductance Properties of Plasmas», *Trans. I.R.E.*, 1962, **AP-10**, p. 4.
- \*337. V l a s o v, A. A.: «Vibrational Properties of an Electron Gas», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1938, **8**, p. 291.
- \*338. L a n d a u, L.: «On the Vibrations of the Electronic Plasma», *J. Phys. (Moscow)*, 1958, **10**, p. 25.

339. Tonks, L.: «The High-Frequency Behaviour of a Plasma», *Phys. Rev.*, 1931, **37**, p. 1458.
340. Romell, D.: «Radio Reflections from a Column of Ionized Gas», *Nature*, 1951, **167**, p. 243.
341. Hershberger, W. D.: «Absorption and Reflection Spectrum of a Plasma», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 417.
342. Dattner, A.: «The Plasma Resonator», *Ericsson Tech.*, 1957, **13**, p. 309.
343. Cohen, M. H.: «Radiation in a Plasma», *Phys. Rev.*, 1961, **123**, p. 711.
344. Wait, J. R.: «The Electromagnetic Field of a Dipole in the Presence of a Thin Plasma Sheet», *Appl. sci. Res.*, 1961, **8B**, p. 397.
345. Alday, J. R.: «Microwave Plasma Beam-Sweeping Array», *Trans. I.R.E.*, 1962, **AP-10**, p. 96.

\* \* \*

4. Альфвен А. Д. Космическая электродинамика. Пер. с англ., под ред. Пикельерса. Изд-во иностранной литературы, 1952.
90. Горохов Ю. В. Наблюдение гиромагнитного резонанса электронов в распадающейся плазме. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, вып. 6, стр. 794.
157. Микаэлян А. Л. Применение электронной плазмы в создании независимых систем. «Бюллетень АН СССР», 1955, № 7, стр. 23.
163. Мицук В. Е., Козьминых М. Д. Электрическое поле в микроволновой плазме как функция времени. ЖЭТФ, 1959, т. 36, вып. 5, стр. 1603.
164. «Теория линий передачи сверхвысоких частот» т. I и т. II. Пер. с англ., под ред. А. И. Шпунтова. Изд-во «Советское радио», 1951.
170. Патеюк Г. М. Исследование высокочастотного разряда. ЖЭТФ, 1956, т. 30, вып. 1, стр. 12.
178. Райзер М. Д., Шпигель И. С. Исследование плазмы при помощи микрорадиоволн. УФН, 1958, т. 64, вып. 4, стр. 641.
199. «Антенные переключатели». Пер. с англ., под ред. Р. И. Перец. Изд-во «Советское радио», 1950.
260. Степанов К. Н. О циклотронном поглощении электромагнитных волн в плазме. ЖЭТФ, 1960, т. 38, вып. I, стр. 265.
261. Загороднов О. Г., Файнберг Я. Б., Егоров А. М. Об отражении электромагнитных волн от плазмы, движущейся в волноводах медленных волн. ЖЭТФ, 1960, т. 38, вып. 1, стр. 7.
271. Рубинштейн Б. Е. Зависимость КСВН и потерь балансного антенного переключателя от расстояния между магнетроном и разрядниками. «Радиотехника», 1960, т. 15, № 7, стр. 16.
275. Гершман Б. Н. О гирорезонансном поглощении электромагнитных волн в плазме. ЖЭТФ, 1960, т. 38, вып. 11, стр. 912.
295. Голант В. Е., Жилинский А. П., Кривошеев М. В., Чернова Л. И. Распространение сантиметровых волн через волноводы, заполненные плазмой положительного столба разряда, ч. I и II. ЖТФ, 1961, т. 31, вып. 1, стр. 55 и 63.
306. Старик А. М. Основные направления в разработках антенных переключателей (обзор). «Радиотехника и электроника», 1960, т. 5, вып. 7, стр. 1035.
323. Голант В. Е. Сверхвысокочастотные методы исследования плазмы. ЖТФ, 1960, т. 30, вып. 11, стр. 1265.
337. Желасов А. А. О вибрационных свойствах электронного газа, ЖЭТФ, 1938, т. 8, вып. 2, стр. 291.
338. Ландау Л. О колебаниях электронной плазмы. «Журнал физики», 1958, т. 10, стр. 25.

## ГЛАВА 19

# ИЗМЕРЕНИЕ И СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ

### 19.1. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

#### 19.1.1. Эталоны времени

Частота обычно определяется как количество вибраций или колебаний в секунду и ее измерение связано с установлением интервалов времени и процессом счета. Практической единицей времени является средняя солнечная секунда, которая определяется как  $1/(24 \times 60 \times 60)$  средних солнечных суток. Так как истинные солнечные сутки, измеряемые по последовательным прохождением Солнца через меридиан, непостоянны в течение года, то в качестве эталонного интервала берется среднее значение истинных солнечных суток за период в двенадцать месяцев. Разница между средним солнечным временем и истинным солнечным временем, определяемая известным уравнением времени, может достигать до четверти часа. На практике период вращения Земли измеряется не путем непосредственного наблюдения за Солнцем, а посредством наблюдения за прохождением звезд, дающим более точные результаты. Из наблюдений за звездами определяется звездное время, далее оно преобразуется к среднему солнечному времени [141, 206], которое затем передается радиовещательными станциями как сигналы времени обсерватории. Другое определение — эфемеридное время — основывается на периоде обращения Земли вокруг Солнца. Принимая во внимание постоянство такой меры, эфемеридное время определяется как  $1/31556925,9747$  часть тропического 1900 года, в полночь на 1 января.

Для того чтобы счет времени не растягивался на весь интервал средних солнечных суток, обычно пользуются промежуточным эталоном частоты, который поддерживается непрерывно в рабочем

состоянии и ежедневно проверяется по опорным сигналам времени. Другие частоты измеряются посредством сравнения с этим эталоном или частотой, получаемой из частоты эталона.

Обычные эталоны частоты [147, 148] состоят из надлежащим образом вырезанных кристаллов кварца, поддерживаемых в режиме непрерывных колебаний с помощью схем на электронных лампах. Обычно они рассчитаны на частоту 100 *кГц*, которая удобна с точки зрения размеров кварца. Эта частота посредством электронных схем делится для получения импульсов с частотой повторения 10, 100, 1000 и 10 000 *Гц*, и одна из наиболее низких частот используется для приведения в действие двигателя переменного тока, отсчитывающего часы, минуты и секунды. Такие часы ежедневно проверяются по сигналам обсерватории. Кварцевые резонаторы могут быть изготовлены в виде стержней, колец или пластинок [40, 69, 141]. Благодаря поддержанию кварца при постоянной температуре с помощью термостата и надлежащей конструкции самого кварца и его держателя величина дрейфа частоты очень мала и составляет за месяц примерно  $2 \cdot 10^{-10}$  [291].

Эталоном частоты в области сверхвысоких частот может служить резонансная частота объемного резонатора; такие приборы подходят для этой цели в виду их простоты, компактности и прочности. Опорным эталоном может также служить спектральная линия газа [141]. Поскольку эти спектральные частоты полностью определяются внутриатомными силами связи, то как показано в разд. 7.1, они пригодны в качестве точных эталонов. Будучи однажды проверенными, эти частоты могут воспроизводиться в любое время, обеспечивая высокую степень стабильности в течение длительного времени без проверки по астрономическим эталонам. Предельная стабильность таких эталонов зависит от присущей им ширины линии. Практические условия приводят к расширению этой линии, но при тщательно выбранных соответствующих схемах легко можно достигнуть чрезвычайно хорошей стабильности.

### 19.1.2. Методы умножения

Методы непосредственного измерения частоты хорошо отработаны и существует тенденция дальнейшего их усовершенствования [59, 63, 111]; на сверхвысоких частотах они служат, главным образом, для точных опорных эталонов. Для сравнения используются гетеродинные методы с соответствующим интерполирующим устройством [214], позволяющим перекрывать непрерывный диапазон. Некоторые методы [8,70] основаны на настройке последовательными ступенями частоты одного генератора на гармонику частоты другого, после чего по кварцевому эталону производится калибровка шкалы генератора наиболее низкой частоты. В другом устройстве [102] для измерения разностной частоты используется калиброванный связной приемник. Точность упомянутых выше методов ограничивается примерно величиной  $10^{-6}$  вследствие ухода частоты генераторов за короткие промежутки времени между двумя группами измерений.

Для получения повышенной точности необходимо использовать более совершенное оборудование, основанное на синтезе [113, 114, 146] колебаний, стабилизированных кварцем. В устройстве, применявшемся Эссеном [69], частоты с диапазоном изменения от 8,3 до 9,2 Мгц образуются при помощи эталона частоты 100 кгц, как показано на рис. 19.1. Посредством переключателя выбираются дискретные частоты с интервалами 1 Мгц, что дает фиксированные стабилизированные кварцем частоты с разносом около 1%; для непрерывного перекрытия в схему включается гетеродин на частоту 500—600 кгц. Этот гетеродин сам проверяется с помощью эталона по большому количеству точек частоты и может быть настроен с точностью 0,2 гц.

После последовательного умножения образуются колебания А — Е, причем первые три имеют мощность на выходе 3 вт. Для измерения частоты требуется лишь небольшая мощность, поэтому можно использовать гармоники умножителей А — Е так, что полный диапазон перекрытия частот получается вплоть до гармоник 30-го порядка. Гармоники генерируются посредством кристаллических диодов, смонтированных в коаксиальных или волноводных блоках искажений [189, 210, 270, 290]. Мощность быстро уменьшается с увеличением порядка гармоники, поэтому на самых высоких частотах должны использоваться чувствительные приемники. В большей части диапазона можно отказаться от использования таких приемников, если промодулировать принимаемый сигнал частотой 1 кгц; после детектирования он усиливается и подается на пластины электронно-лучевой трубки. Для целей интерполяции при измерении частоты биений используются также цифровые счетчики электрических импульсов.

В процессе измерения следует принимать меры, чтобы избежать паразитных сигналов, которые могут возникнуть, например, при генерировании гармоник в смесителях. В области самых высоких частот были разработаны технические приемы улучшения средств отождествления. В целях получения гармоник данной частоты относительно свободных от паразитных составляющих использовались для выделения гармоник настроенные селективные цепи с узкой полосой [190] и сравнительно сложные системы генерирования, выделения, смещения и фильтрации гармоник [57].

Во многих системах измерения частоты [302] для достижения области сверхвысоких частот необходимо применять умножители частоты, но в качестве источника можно также использовать генератор сверхвысокой частоты и делить его частоту для обеспечения вспомогательного измерительного оборудования, например, интерполирующих систем и часовых механизмов. С такими сверхвысококачественными схемами удобно использовать регенеративно-модуляционный делитель частоты Миллера [154, 143]. На более низких частотах возможен более широкий выбор схем; в качестве делителей широко используются регенеративные модуляторы [163], мультивибраторы и различные схемы типа счетчиков [77, 120, 212].

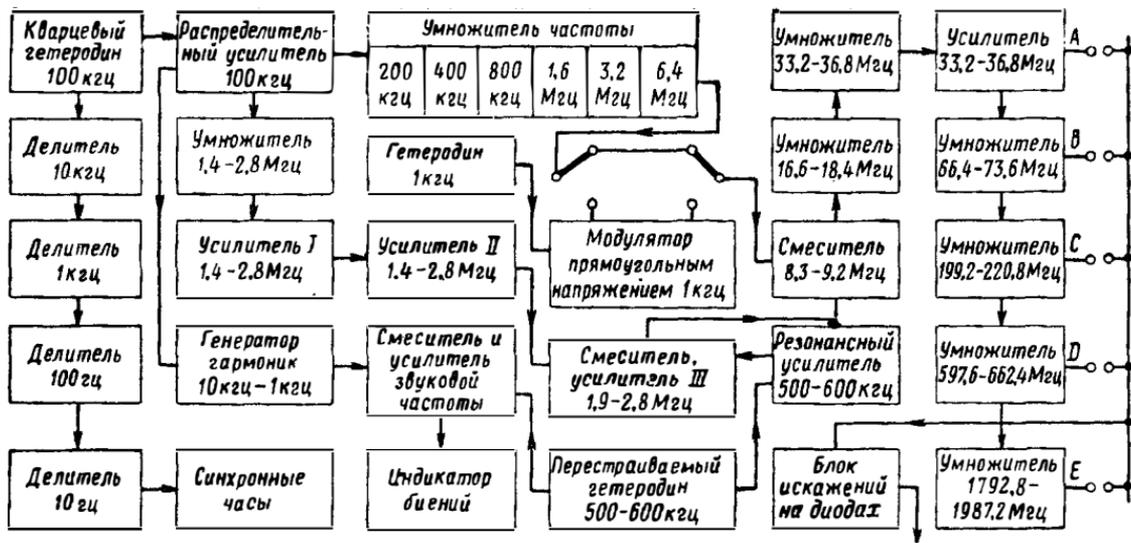


Рис. 19.1. Метод получения колебаний, стабилизированных кварцем. (См. [69].)

## 19.2. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ

### 19.2.1. Опорные резонаторы

Частота колебаний генераторов в области сверхвысоких частот зависит от напряжений на электродах, сопротивления нагрузки, механических возмущений и окружающей температуры, поэтому для повышения стабильности часто используются системы регулирования частоты. Примером такого регулирования, который описан в разд. 16.3.1 может быть автоматическая подстройка частоты гетеродина в супергетеродинных приемниках [303]. Рассматриваемые здесь системы являются абсолютными в том смысле, что генератор сверхвысоких частот привязан по частоте к стабильному опорному резонатору. Такие резонаторы должны иметь температурную компенсацию [92, 186, 235], или должны быть сделаны из материала, имеющего низкий температурный коэффициент расширения, например инвара. Хорошую стабильность можно получить также путем применения плавленного кварца, вырезанного точно по размерам и покрытого серебром; коэффициент расширения его составляет всего лишь  $0,5 \cdot 10^{-6}$ . Очень низкими коэффициентами расширения обладают также некоторые керамики [216]. Для уменьшения влияния влажности резонаторы должны быть запаяны, так как диэлектрическая постоянная воздуха определяется видоизмененным уравнением (6.54)

$$10^6 (\epsilon - 1) = \frac{206 p_1}{T} + 180 \left( 1 + \frac{5580}{T} \right) \frac{p_2}{T}, \quad (19.1)$$

где  $p_1$  и  $p_2$  — парциальные давления соответственно сухого воздуха и водяных паров в миллиметрах ртутного столба. Для получения точных результатов следует учитывать поверхностный эффект и резонансная частота при этом должна быть уменьшена на дробь  $1/Q_u$ .

В практически используемых опорных цилиндрических резонаторах применяются колебания вида  $TM_{010}$ , при котором торцевые стенки точно перпендикулярны оси, а электрическое поле является чисто продольным. Резонансная частота определяется из уравнения (1.70) по формуле

$$f_r = 2,4048256 c/\pi d. \quad (19.2)$$

Добротность  $Q$  изменяется от нуля для резонатора нулевой длины до некоторого асимптотического значения, когда длина резонатора неограниченно увеличивается; для меди на частоте  $9,375$  Гц она составляет около  $37\ 000$ .

В таких резонаторах собственная частота колебаний вида  $TM_{010}$  может изменяться из-за искажения картины поля, вызываемого при введении радиального или осевого поршня [71], изменения поля вблизи отверстия связи или формы торцевых стенок. Если размеры выбраны так, что отношение  $d/l$  превышает  $2,15$ , то возникает следующий более высокий вид колебаний  $TM_{110}$ , частота которых

больше в 1,6 раза, при этом колебания с более низкой частотой возникать не будут.

При более низких значениях  $d/l$  могут поддерживаться колебания вида  $TE_{111}$ , но их можно исключить, если питающую линию сконструировать так, как показано на рис. 19.2, что позволяет разделять два вида связи: последовательную для колебаний вида  $TE_{111}$  и параллельную для  $TM_{010}$ . При использовании в цилиндрическом резонаторе колебаний вида  $TE_{01}$  можно получить более высокие значения добротности  $Q$  с соответствующим повышением качества регулирования. В некоторых случаях желательно, чтобы резонатор представлял собой для входной линии согласованную нагрузку; на рис. 19.3 показан такой резонатор, используемый на частотах 65—75 Гц. Корпус резонатора сделан из инвара, внутренние поверхности корпуса покрыты серебром; микрометрическая головка позволяет регулировать резонансную частоту.

В системах регулирования частоты иногда требуется, чтобы резонансная частота резонатора модулировалась звуковой частотой; такая модуляция может осуществляться с помощью следующих устройств: а) диафрагмы, приводимой в движение электромеханическим способом, б) полупроводникового кристалла, на который подается модулирующее напряжение и который сильно связан с резонатором, в) вибрирующего язычка, г) посеребренного пьезоэлектрического кристалла, установленного на одной из торцевых стенок, д) вращающегося эксцентричного диска, е) намагниченного феррита и ж) магнитострикционного стержня, возбуждающего механические колебания на частоте механического резонанса резонатора.

Хотя частоту генератора СВЧ можно стабилизировать [66, 129, 207] при непосредственной связи с опорным резонатором, обычно применяется схема стабилизации колебаний с вспомогательным резонатором, в котором запасается большое количество энергии при малых потерях мощности [25, 152].

Этот внешний резонатор может соединяться с выходной линией генератора последовательно или параллельно; типичное устройство

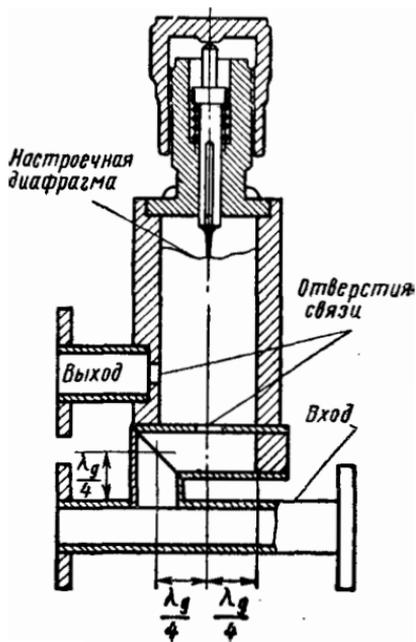


Рис. 19.2. Цилиндрический резонатор для колебаний вида  $TM_{010}$ :

Частота 9,375 Гц. Резонатор перестраивается посредством искажения картины поля, а метод связи сводит возбуждение колебаний вида  $TE_{11}$  к минимуму.

показано на рис. 19.4, а. Можно показать [53], что крутизна кривой зависимости реактивной проводимости от частоты для цепи настройки генератора увеличивается благодаря коэффициенту стабилизации  $F_s$ . Когда значение  $F_s$  велико, то резонансная частота системы

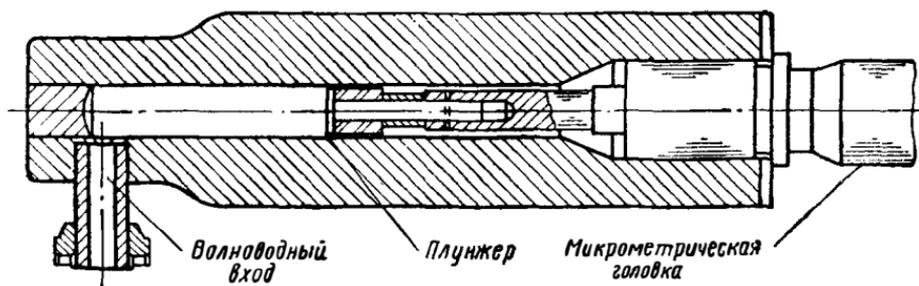


Рис. 19.3. Эталон частоты резонаторного типа.

Частота 65—75 Гц. Корпус резонатора сделан из инвара; вход согласован.

близка к частоте опорного эталона и с изменением частоты генераторной цепи она изменяется очень медленно. Наилучшие результаты достигаются в том случае, когда вспомогательный резонатор находится на расстоянии целого числа полуволн от действующего вы-

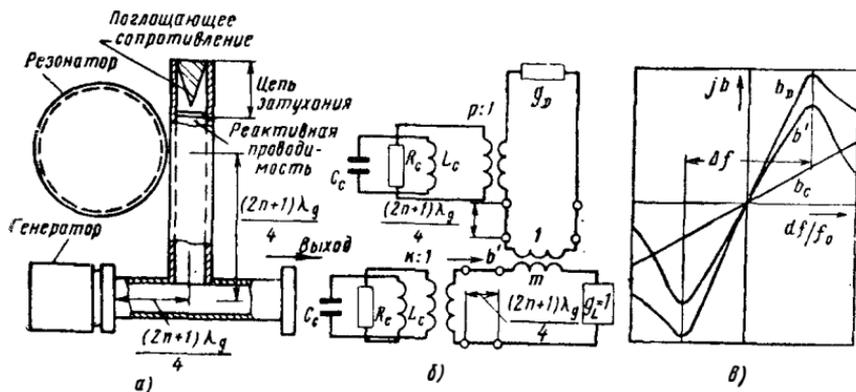


Рис. 19.4. Непосредственная стабилизация объемным резонатором:

а—типичное устройство резонатора и генератора; б—эквивалентная схема; в—кривые реактивной проводимости. (См. [94].)

хода генератора. Так как допустимые отклонения в положении резонатора составляют около  $0,01\lambda$ , то обычно предусматриваются средства для небольших фазовых регулировок.

Для подавления нежелательных видов колебаний в лампе, линии передачи и стабилизирующем резонаторе, а также для расширения области стабилизации вводится демпфирующее сопротивление, вносящее небольшое затухание в линию передачи. В показанной на рис. 19.4 системе демпфирующее сопротивление имеет

вид согласованной нагрузки, кроме того, вводится индуктивная или емкостная реактивная проводимость для создания активной проводимости, последовательной со стабилизирующим резонатором. Можно стабилизировать частоту магнетронных [53] или клистронных [178] генераторов, но в этом случае в опорном резонаторе необходимо рассеивать около одной четверти генерируемой мощности. В системе [286] стабилизации отражательного клистрона на частоте 9,5 Гцц благодаря применению колебаний вида  $TE_{0,1,17}$  была получена ненагруженная добротность порядка 150 000, что обеспечивало коэффициент стабилизации около 1 000.

Эквивалентная схема резонаторной системы стабилизации показана на рис. 19.4, б. Если  $b$  — нормированная реактивная проводимость, то согласно Гольдштейну [94]

$$F_s = 1 + (db'/df)/(db/df). \quad (19.3)$$

Это можно записать в следующем виде:

$$F_s = 1 + m^2 \frac{Q_e g_d^2}{(g_d + Q_e/Q_u)^2 Q_{eg}}, \quad (19.4)$$

где  $m$  — коэффициент трансформации для места под соединения;  $g_d$  — нормированная активная демпфирующая проводимость, а  $Q_{eg}$  — внешняя добротность генератора. Область стабилизации, определяемая, как показано на рис. 19.4, в, частотным разбросом между пиками трансформированной реактивной проводимости резонатора, определяется выражением

$$\Delta f = f_0 \left( \frac{g_g}{Q_e} + \frac{1}{Q_u} \right), \quad (19.5)$$

где  $f_0$  — частота системы. КСВН устройства при настроенном резонаторе определится формулой

$$S_{on} = 1 + m^2 g_g \frac{Q_e}{Q_u} \left( g_g + \frac{Q_e}{Q_u} \right)^{-1}. \quad (19.6)$$

При возникновении колебаний генератор подвергается рассоглашающему действию расстроенного стабилизирующего резонатора. Если  $S_{off}$  есть возникающий при этом КСВН, то

$$g_g = (S_{off} - 1)/m^2. \quad (19.7)$$

Вносимые потери в децибелах стабилизирующей системы определяются формулой

$$L_L = 20 \log \left[ 1 + m^2 g_g \frac{Q_e}{2Q_u} \left( g_g + \frac{Q_e}{Q_u} \right)^{-1} \right]. \quad (19.8)$$

При конструировании системы стабилизации значения  $m$ ,  $Q_e$  и  $Q_u$  могут определяться обычными методами, а  $Q_{eg}$  получается из коэффициента затягивания частоты  $f_p$  генератора по формуле

$$Q_{eg} = 0,417 f_0/f_p. \quad (19.9)$$

## 19.2.2. Схемы стабилизации

Многие методы стабилизации генераторов сверхвысоких частот основаны на применении следящих систем, в которых частота источника сравнивается с частотой опорного эталона, при этом вырабатывается напряжение, пропорциональное разности частот, которое тем или иным путем используется для корректирования частоты сигнала. В неопубликованной работе Вернера рассмотрен ряд широко используемых управляющих цепей. В общем виде

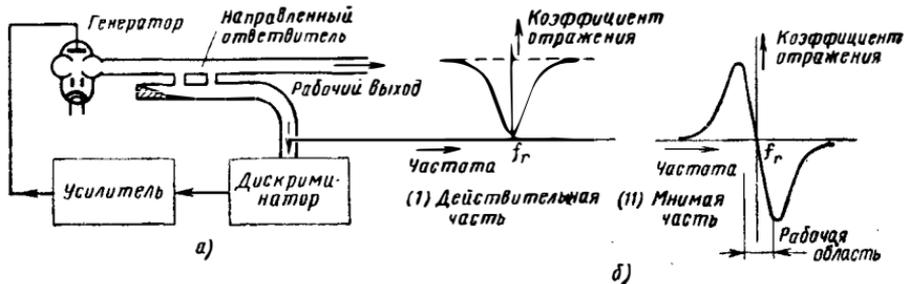


Рис. 19.5. Принцип работы электронного стабилизатора частоты: а — блок-схема; б — характеристика дискриминатора с объемным резонатором, в котором выходное напряжение пропорционально мнимой части коэффициента отражения.

такая схема показана на рис. 19.5, а; небольшая часть генерируемой мощности подается в схему сравнения или дискриминатор [172]. В дискриминаторе, типичная характеристика которого показана на рис. 19.5, б, образуется напряжение ошибки, пропорциональное алгебраической разности опорной частоты и частоты генератора. Выходной сигнал дискриминатора усиливается и подается на управляющий электрод генератора, при этом фаза подбирается так, чтобы получалась отрицательная обратная связь. Если  $Q_L$  — добротность опорного резонатора, то область регулирования частоты составляет около  $\pm 1/Q_L$ .

Предположим, что при размыкании и замыкании цепи обратной связи благодаря изменению рабочих условий происходит изменение частоты соответственно на  $\Delta f_1$  и  $\Delta f_2$ . Тогда

$$\Delta f_2 = \Delta f_1 - Dg_{VA} A \Delta f_2 = \Delta f_1 / (1 + Dg_{VA} A), \quad (19.10)$$

где  $D$  — крутизна характеристики дискриминатора, в сек;  $g_{VA}$  — коэффициент усиления усилителей и  $A$  — чувствительность управляющего электрода, (в.сек)<sup>-1</sup>. Тогда усиление цепи обратной связи  $g_{VL}$  равняется  $Dg_{VA}A$ , а коэффициент стабилизации будет

$$F_s = \Delta f_1 / \Delta f_2 = 1 + g_{VL}. \quad (19.11)$$

Величину  $F_s$  из-за шумов и паразитных сигналов, конечно, нельзя увеличивать безгранично, увеличивая  $g_{VL}$  [262]. Различные системы электронной стабилизации можно классифицировать по методам постоянного и переменного токов.

Было разработано несколько систем стабилизации, основанных на усилении по постоянному току напряжения «ошибки», но в большинстве из них встречаются затруднения из-за динамической неустойчивости, дрейфа и изменения уровня. В сверхвысокочастотном варианте [182] хорошо известной схемы Фостера-Сили фазы напряжений, поступающих в кристаллический детектор по двум различным путям, подобраны так, что когда резонатор резонирует, то они находятся в квадратуре. Оказалось, что клистронный генератор, работающий на частоте 4 Гц, с помощью этого устройства можно удерживать в пределах 40 кГц от опорной частоты. Если линия передачи нагружена на резонатор, то положение стоячей волны быстро изменяется с изменением частоты около резонанса.

Стабилизатор этого типа был построен и исследован Пирчером [172], который, как показано на рис. 19.6, использовал волновод с двумя щелями связи, разнесенными на четверть волны и расположенными так, чтобы выходные сигналы каждого детектора при резонансе были равны. Коэффициент стабилизации, равный  $f/Q_1$ , для системы, работающей в области 10 Гц, был получен порядка 800; удовлетворительные результаты имеются [272] также и для частоты 2,8 Гц. Желательно, чтобы резонатор был согласован [64]. Другой вариант метода стоячей волны базируется [41] на интерферометре, описанном в разд. 5.2.2; физическая длина «длинного» плеча может быть уменьшена путем использования замедляющих структур, подобных спирали [299].

На сверхвысоких частотах можно использовать схему дискриминатора Грэвиса [222], применяя два резонатора, один из которых настроен немного выше, а другой немного ниже требуемого значения опорной частоты. Действие схемы основано на изменении коэффициента передачи мощности с частотой; наилучшая характеристика

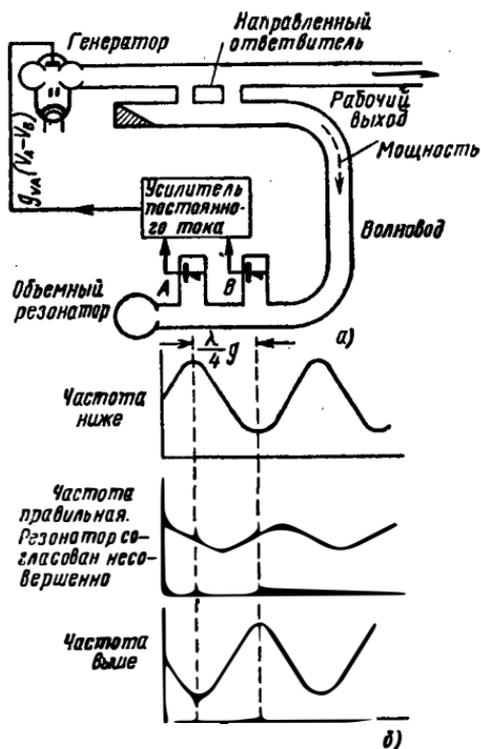


Рис. 19.6. Стабилизатор с использованием метода стоячей волны:  
а — блок-схема; б — картина стоячей волны в волноводе. (См. [172].)

получается в том случае, когда используются наиболее крутые части резонансных кривых. На практике оказалось трудным настроить два резонатора для получения требуемого перекрытия на определенной частоте, поэтому было предложено использовать в одном и том же резонаторе два различных вида колебаний [184], например,  $TE_{01}$  и  $TM_{11}$  в возмущенном цилиндрическом резонаторе. Все устройство настраивается с помощью одного поршня и для каждого вида колебаний используются отдельные органы связи с детекторами. Регулировка может быть значительно упрощена, если один из резонаторов заменить аттенуатором, но при этом вдвое уменьшается крутизна характеристики дискриминатора.

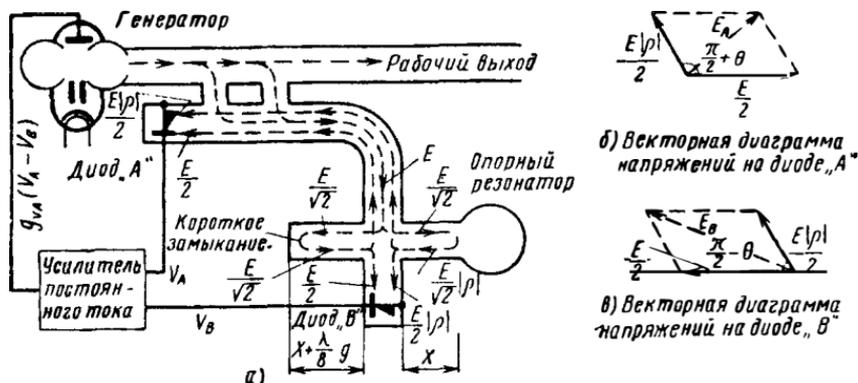


Рис. 19.7. Стабилизатор типа Паунда по постоянному току: а — волноводная схема и амплитуды электрического поля; б и в — векторные диаграммы. (См. [174].)

Одной из лучших схем стабилизации частоты по постоянному току представляет разработанный Паундом [173, 174] вариант, показанный в упрощенном виде на рис. 19.7. Энергия, которая поступает в дискриминатор, распространяется по путям, показанным пунктирными линиями; здесь же обозначены максимальные значения напряжений. Разности фаз напряжений, подводимых к детекторам, показаны на векторных диаграммах и с их помощью можно определить максимальные значения напряжений. Если  $P$  есть мощность на входе дискриминатора, а  $K$  — эффективность выпрямления кристаллов при холостом ходе, то крутизна характеристики дискриминатора будет

$$D = KPQ_u / f_r. \quad (19.12)$$

Если напряжение ошибки выводится из дискриминатора наложенным на несущий сигнал, то можно использовать усиление по переменному току с тем, чтобы существенно ослабить дрейф, фоновые наводки и шумы мерцания.

На этом принципе построен стабилизатор с частотной модуляцией, показанный на рис. 19.8 и исследованный Грантом [100].

На управляющий электрод генератора подается небольшое напряжение звуковой частоты с тем, чтобы его сверхвысокочастотный выходной сигнал был модулирован по частоте. Часть этого сигнала через опорный резонатор подводится к детектору. Если средняя частота генератора будет немного ниже или выше резонансной частоты

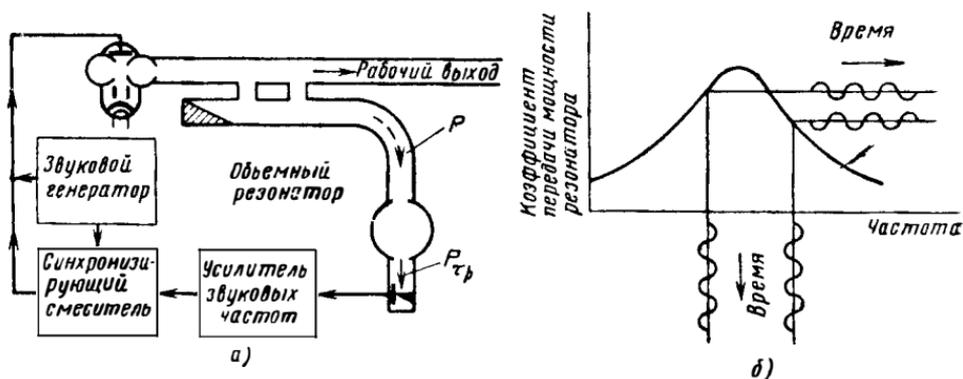


Рис. 19.8. Стабилизатор с частотной модуляцией:  
а—блок-схема; б—пояснение принципа действия. (См. [100].)

ты объемного резонатора, то сигнал на выходе кристаллического детектора будет содержать составляющую на частоте модуляции. Эта составляющая будет в фазе или противофазе с частотной модуляцией в зависимости от того, будет ли средняя частота слишком низкой или слишком высокой. Составляющая на частоте модуляции усиливается и поступает в синхронизирующий смеситель, с которого снимается корректирующее постоянное напряжение на управляющий электрод. Более усовершенствованные устройства предусматривают использование транзисторных схем [261] и направленных ответвителей [281].

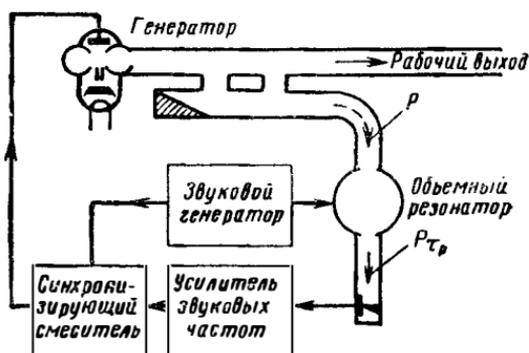


Рис. 19.9. Резонансный метод определения направления ухода частоты.  
Коэффициент передачи резонатора регулируется посредством модуляции звуковой частотой его резонансной частоты. (См. [93].)

Чтобы избежать неудобств, связанных с частотной модуляцией полезного выходного сигнала генератора, для образования схемы, способной определять направление ухода частоты по резонансному методу, можно модулировать внешний резонатор; примерное уст-

ройство показано на рис. 19.9. Для исключения непосредственного затягивания частоты генератор должен быть развязан от резонатора. Такой частотный стабилизатор использовался [93] на частоте 4 Гц, резонатор при этом модулировался с помощью вибрирующего язычка. В другой системе [119] модуляция резонатора осуществляется с помощью небольшого поршня, прикрепленного к вибрирующей диафрагме; при этом клистронный генератор, работающий

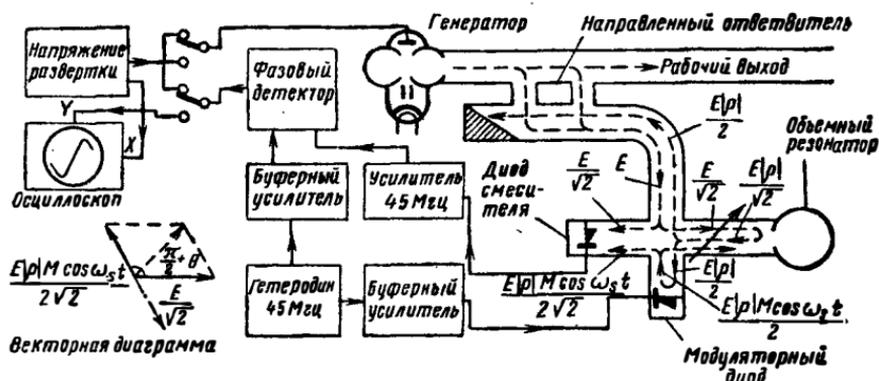


Рис. 19.10. Оригинальный стабилизатор типа Паунда на промежуточной частоте.

Осциллоскоп помогает регулировке дискриминатора. (См. [174].)

на частоте 3 Гц, оставался стабильным в полосе 200 кц. Усиление звуковой частоты использовалось также в дискриминаторе Тайсона [228].

В новом дискриминаторе, описанном Джонсоном [121], небольшая часть мощности генератора поступает в опорный резонатор через петлю длиной  $\frac{1}{8}\lambda$ . Эта петля имеет индуктивный характер, так что напряжение на ней вблизи резонанса изменяется линейно с частотой. Для того чтобы выходной сигнал дискриминатора был независим от мощности, связь между индуктивной петлей и резонатором изменяется с частотой 400 кц посредством экранирующей петли. Напряжение, возникающее на индуктивной петле, выпрямляется кристаллическим детектором, и составляющая с частотой 400 кц на его выходе затем усиливается и подводится к синхронизирующему смесителю, который подает корректирующее напряжение к генератору. На частоте 3,25 Гц с таким устройством была получена стабильность  $10^{-7}$ .

В большинстве широко применяемых схем частотной стабилизации используется дискриминатор промежуточной частоты, предложенный Паундом [173, 174]. Небольшая часть выходной мощности генератора делится, как показано на рис. 19.10, двойным волноводным тройником; одна половина идет к объемному резонатору, а другая — к диодному модулятору. Диод согласован

с волноводом на сверхвысокой частоте  $f$ , но становится рассогласованным, когда через него пропускается добавочный ток от генератора частоты  $45 \text{ Мгц}$ . Поэтому сигналы боковых полос на частотах  $f \pm 45 \text{ Мгц}$  от него отражаются, делятся в двойном волноводном тройнике и проходят частично к детектору, а частично — обратно к генератору.

Поскольку объемный резонатор согласован, то на резонансной частоте он не отражает, но на частотах, немного отличающихся от резонансной, часть сигнала отражается и делится двойным волноводным тройником между детекторным и входным плечами. Волны от модулятора и резонатора, достигающие детектора, смешиваются и дают сигнал на частоте  $45 \text{ Мгц}$ , амплитуда и фаза которого зависит от коэффициента отражения резонатора. Этот сигнал с частотой  $45 \text{ Мгц}$  усиливается и преобразуется в фазовом детекторе в корректирующее напряжение, которое затем подается на управляющий электрод генератора. В целях облегчения оптимальной настройки схемы для контроля используется электронно-лучевой осциллоскоп. Напряжение качающейся частоты подается на электрод генератора, а выход фазового детектора переключается на осциллограф. Затем регулируются фазовращатель в плече резонатора и фаза колебаний с частотой  $45 \text{ Мгц}$  для получения характеристики дискриминатора с наибольшими крутизной и амплитудой. Максимальную крутизну кривой дискриминатора можно вычислить с помощью выражения

$$D = \frac{MQ_u}{2f_r} \left( \frac{PZ_{if}}{L_c} \right)^{1/2}, \quad (19.13)$$

где  $M$  — максимальное значение коэффициента отражения кристаллического модулятора. При оптимальных условиях остаточная частотная модуляция из-за шума определится по формуле

$$\Delta f_{\text{среднеквадр}} = \frac{4f_r}{MQ_u} \left( \frac{kT_0 F f_N}{2P} \right)^{1/2}, \quad (19.14)$$

где  $f_N$  — критическая частота шума. В первоначальной экспериментальной системе  $F = 10$ ,  $f_N = 10 \text{ кгц}$ ,  $P = 1 \text{ мвт}$ ,  $f_r = 9 \text{ Ггц}$ ,  $M = 1$  и  $Q_u = 25\,000$ ; при этих данных  $\Delta f_{\text{среднеквадр}} = 0,65 \text{ гц}$ .

Другим вариантом, использующим дискриминатор промежуточной частоты Паунда, является равноплечая схема, описанная Туллером, Галовеем и Цаффарано [225]. Из рис. 19.11 можно видеть, что эта схема отличается от оригинальной тем, что смеситель и кристаллический модулятор поменялись местами. Такая схема расширяет область частот, получаемую без регулировки примерно от 4 до 12%, что эквивалентно улучшению стабильности примерно в четыре раза. Работает равноплечая схема Паунда подобно оригинальной [108]; Эссен [73] получил очень хорошие результаты на частоте  $9,2 \text{ Ггц}$  с клистронным генератором CV129. Опорным элементом служил герметизированный инваровый резонатор с очень высокой добротностью, который поддерживался при постоянной

температуре с точностью до  $\pm 0,01^\circ \text{C}$ . Применяя в качестве модулятора германиевый диод типа GEX66, можно было уменьшить ширину полосы частот стабилизированного генератора до 1 гц, а уход частоты составлял примерно  $10^{-8}$  в час, что очень близко к краткосрочным и долгосрочным теоретическим пределам. Равно-

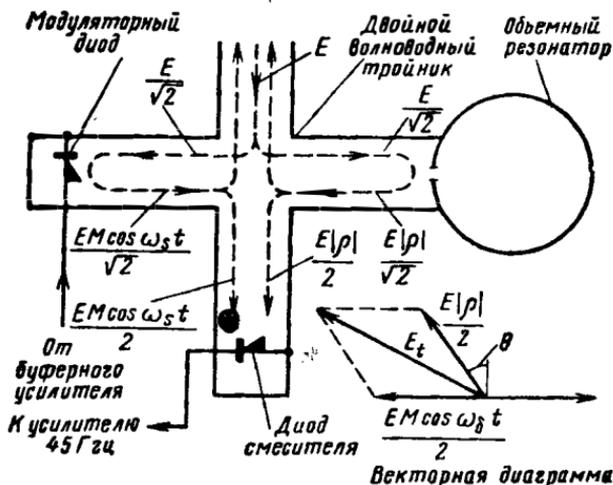


Рис. 19.11. Дискриминатор равноплечего стабилизатора Паунда. На вставке приведена векторная диаграмма. (См. [225].)

плечая схема Паунда использовалась также вместе с медленно действующей электромеханической системой; такой стабилизатор с двойным контуром регулирования реагирует как на медленные, так и на быстрые возмущения [182].

### 19.3. СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ

#### 19.3.1. Механическое качание частоты

Выходные сигналы генераторов сверхвысоких частот часто бывают модулированными, поэтому необходимы средства для определения его частотного спектра. Для иллюстрации количественных соотношений при формировании спектра рассмотрим частотную функцию  $a(\omega)$ , представляющую переходный процесс  $f(t)$ . Теорема об интеграле Фурье для непериодического симметричного переходного процесса утверждает [283], что

$$f(t) = 2 \int_0^{\infty} a(\omega) \cos \omega t d\omega, \quad (19.15)$$

$$a(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} f(t) \cos \omega t dt. \quad (19.16)$$

Если переходный процесс имеет импульсный характер с амплитудной модуляцией функции ошибок, то  $f(t)$  и  $a(\omega)$  имеют такой же вид. Функция  $f(t)$  определится тогда формулой

$$f(t) = Ae^{-(kt)^2} \cos \omega_0 t, \quad (19.17)$$

где  $A$  и  $k$  являются соответственно мерами амплитуды и полосы частот; если предположить, что  $\omega_0 \gg k$ , то  $a(\omega)$  имеет вид

$$a(\omega) = \frac{A}{\pi} \int_0^{\infty} e^{-(kt)^2} \cos \omega_0 t \cos \omega t dt = (A/4k\sqrt{\pi}) e^{-(\omega-\omega_0)^2/4k^2}. \quad (19.18)$$

Ценность выражения (19.18) для  $a(\omega)$  состоит в том, что оно аппроксимирует функцию полной проводимости усилителя с несколькими настроенными каскадами.

Более обычный переходный процесс имеет вид прямоугольного импульса длительности  $t_p$ , в течение которого высокочастотное напряжение определяется следующим образом:

$$f(t) = A \cos \omega_0 t, \quad (19.19)$$

так что

$$a(\omega) = \frac{A}{\pi} \int_0^{t_p/2} \cos \omega_0 t \cos \omega t dt, \quad (19.20)$$

и, если  $\omega_0 \gg 1/t_p$ , то

$$a(\omega) = \frac{At_p}{4\pi} \frac{\sin \frac{1}{2}(\omega_0 - \omega)t_p}{\frac{1}{2}(\omega_0 - \omega)t_p}. \quad (19.21)$$

Энергетический спектр определяется формулой

$$|a(\omega)|^2 = \frac{A^2 t_p^2}{16\pi^2} \frac{\sin^2 \frac{1}{2}(\omega_0 - \omega)t_p}{\frac{1}{4}(\omega_0 - \omega)^2 t_p^2}. \quad (19.22)$$

Первые нули этих функций имеют место при  $(\omega_0 - \omega) = 2\pi/t_p$ , и наибольшая часть энергии заключена в пределах этих частот. Например, для спектра импульса длительностью 1 мксек разность частот, соответствующих первым нулевым точкам, равна 2 Мгц.

Простой анализатор спектра [221] получается при механическом качании частоты объемного резонатора, через который проходит сигнал [5, 52, 126]. Устройство Аллана и Карлинга [2], показанное на рис. 19.12, можно использовать на частотах 3, 10 и 35 Ггц, изменяя соответствующим образом его сверхвысокочастотную схему. Объемный резонатор резонирует на колебаниях вида  $TE_{011}$ , качание его частоты осуществляется с помощью цилиндри-

ческого поршня малого диаметра, приводимого в движение вращающимся кулачком. Ввиду высокой добротности резонатор отвечает только на узкую полосу частот при любом положении поршня. Выходной сигнал резонатора выпрямляется, усиливается и, наконец, развертывается на осциллокопе посредством катушек, ток в которых синхронизован с движением поршня. Когда сигнал источника имеет вид импульса, спектр изображается в виде последовательности вертикальных линий, и для получения хорошей

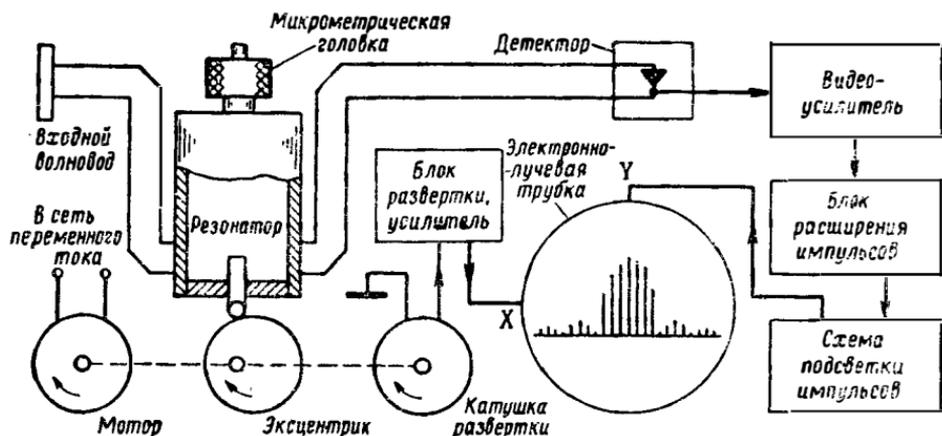


Рис. 19.12. Механически перестраиваемый анализатор спектра. (См. [23].)

индикации система снабжается схемами удлинения и подсветки импульсов.

В спектрометре, описанном в неопубликованной работе Бейли, вся торцевая стенка резонатора колебаний вида  $TE_{014}$  колеблется под воздействием катушки, питаемой от силовой сети. Благодаря этому при развертке поддерживается правильная круговая форма, следовательно, вид колебаний можно предсказать и успешно использовать обычные средства подавления нежелательных видов колебаний. Требование высокой добротности влечет за собой довольно высокие вносимые потери между источником и детектором. Это означает, что при простом индикаторе видеосигналов прибор пригоден только для мощностей порядка 1 *вт* и выше. Преимущества механического спектрометра заключаются в том, что резонатор может работать в качестве весьма точного волномера, а для непосредственного измерения частотной девиации можно использовать микрометрическую настройку.

### 19.3.2. Электронное качание частоты

Приемник [162], который имеет достаточно широкую полосу частот, охватывающую всю область функции частоты  $a(\omega)$ , а также обладающий линейной фазовой характеристикой, будет воспроиз-

водить первоначальную форму импульса без учета его временной задержки. Однако чаще пользуются приемником с очень узкой полосой по промежуточной частоте, так что приемник отвечает не на всю частотную функцию, а только на ее очень узкую часть; эта часть настолько узка, что практически способна представлять значение частотной функции для единичной частоты. Эта узкая полоса частот эквивалентна длинному высокочастотному импульсу, который после выпрямления квадратичным детектором дает на экране электронно-лучевой трубки переходной импульс, пропорциональный энергетическому спектру на частоте настройки приемника.

Для воспроизведения всего спектра частота в приемнике или анализаторе спектра медленно качается, а горизонтальное отклоняющее напряжение изменяется с ней синхронно. На экране осциллографа появляется последовательность переходных импульсов в виде вертикальных линий, огибающая которых пропорциональна энергетическому спектру. Для получения хорошего разрешения по спектру ширина полосы усилителя промежуточной частоты выбирается достаточно узкой. Если, например, исследуется сигнал незатухающих колебаний, то переходная характеристика, появляющаяся на экране, представляет собой кривую полосы пропускания приемника. При использовании супергетеродинного приемника промежуточная частота должна быть довольно высокой, чтобы устранить влияние зеркального сигнала. Для того чтобы добиться хорошего воспроизведения спектра, частота качания и частота повторения импульсов должны быть такими, чтобы на экране умещалось, по крайней мере, 50 переходных импульсов. Другие конструктивные вопросы касаются исследования длительностей импульсов и амплитуды входного сигнала.

Один из практических образцов анализатора спектра, блок-схема которого приведена на рис. 19.13, обеспечивает визуальную индикацию частотного спектра высокочастотных сигналов в области от 34,1 до 35,7 Гц. Частота при качании, регулируемая в пределах до 60 Мгц, и характеристики цепей усилителя промежуточной частоты делают прибор особенно полезным для исследования импульсов длительностью от 0,1 до 0,4 мксек. Для облегчения настройки, а также для измерения частоты сигнала, в прибор встроены волномер, дающий на своей резонансной частоте отметку на индикаторе. Кроме того, для измерения частотных интервалов на экране электронно-лучевой трубки может быть получена последовательность отметок, создаваемых внутри самого прибора; калиброванное регулирование позволяет сделать расстояние между этими отметками равными любому значению от 5 до 10 Мгц. Сигнал с выхода балансного кристаллического смесителя подается на двухкаскадный усилитель промежуточной частоты 60 Мгц, затем с помощью преобразователя частоты он преобразуется в частоту 11 Мгц, усиливается на этой частоте и детектируется. Высокочастотный блок, который выполняет все функции приемника, предшествующие

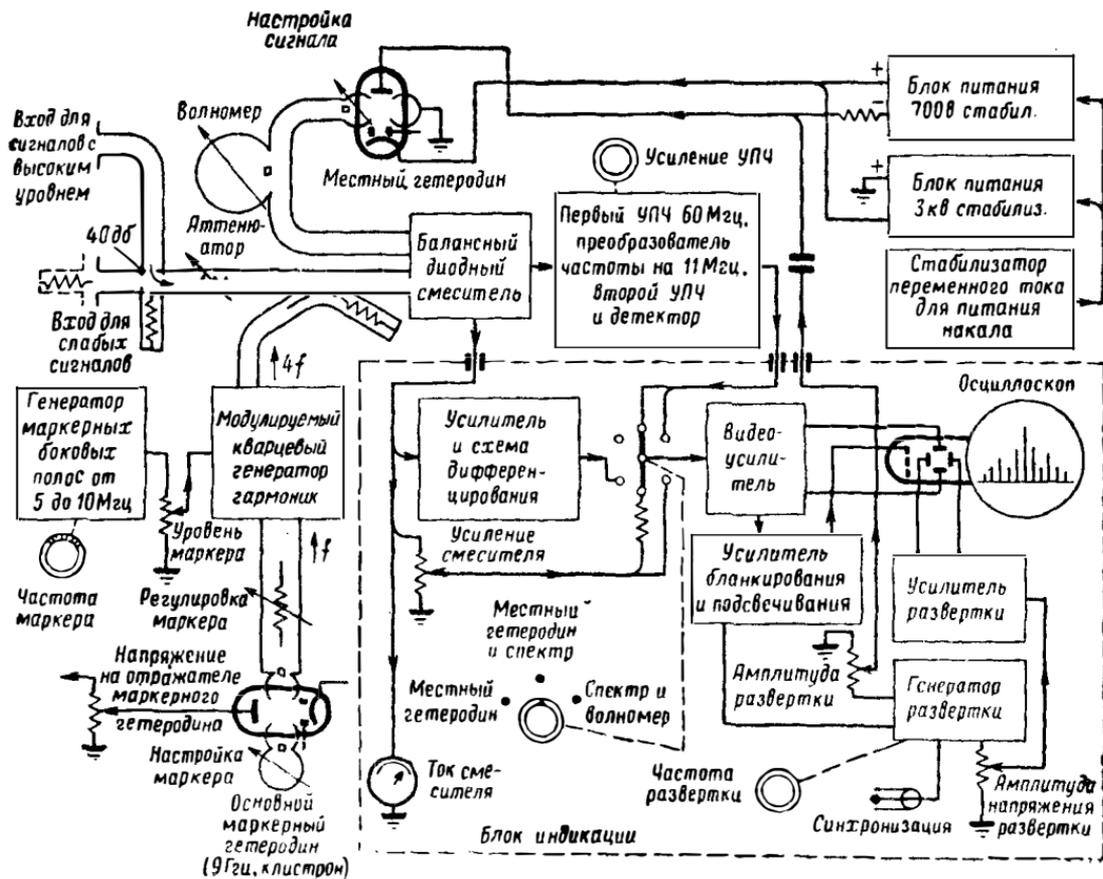


Рис. 19.13. Электронный анализатор спектра.

Частота 35 Гц. Частоту маркерного генератора можно изменять от 5 до 10 МГц.

окончательному усилению видеочастоты, компактен и отделен от источников силового питания и индикатора, которые смонтированы на стойке.

## 19.4. ЭТАЛОНЫ СПЕКТРАЛЬНЫХ ЛИНИЙ

### 19.4.1. Методы поглощения

Спектральные линии атомов и молекул оказались точными и стабильными эталонами частоты [11, 301]. Спектры твердых тел, как правило, бывают широкими по частоте и поэтому годятся только для более простых измерений. Например, комбинированное использование ядерного и электронного резонанса в твердом теле дает возможность [151, 168] сравнивать частоты. Если  $\gamma_n$  — гиромагнитный коэффициент ядра, то

$$\nu_{\text{электрона}}/\nu_{\text{ядра}} = \gamma/\gamma_n. \quad (19.23)$$

Для протонов в воде  $\gamma_n$  равняется примерно  $4,3 \times 10^3 \text{ (сек)}^{-1}(\text{э})^{-1}$ , и поэтому частоты, отличающиеся друг от друга в 650 раз, можно точно сравнивать. Такую методику можно также применить для автоматического регулирования частоты генератора.

Спектральные линии газов обычно очень узкие, и поэтому они явились предметом многих исследований [141, 187, 218, 220] как эталоны частоты. Рабочие условия, как правило, приводят к увеличению собственной газам ширины линий, но их влияние можно сделать небольшим; с соответствующими схемами и при тщательной работе легко добиться стабильности лучше, чем  $1 \cdot 10^{-10}$ . Такие эталоны можно использовать также для калибровки более низких частот [169]. Среди спектральных линий, рассматриваемых в качестве эталонов сверхвысоких частот, есть линия кислорода [181] на частоте 55 Гц. Однако большинство работ проводилось на обращенной линии 3,3 аммиака, соответствующей частоте 23,870131 Гц [33, 157, 195].

Простейший эталон использует [138, 139, 144, 183] поглощающие ячейки, которые могут быть типа объемного резонатора или бегущей волны. Было показано [21], что первые дают более хорошее отношение мощности сигнала к мощности шума в степени, зависящей от добротности. Оптимальным способом [146, 220] сравнения эталонов является наблюдение двух частот, одна из которых выше, а другая ниже центра линии; когда два сигнала равны, средняя величина частот соответствует центру линии; это сравнение может осуществляться вручную или автоматически посредством электронной схемы. На практике синхронизация линии и резонатора не может быть совершенной, что приводит [98, 219] к относительной погрешности в измеренном значении частоты, равной

$$\frac{\delta\nu}{\nu} = 2Q_n \left( \frac{\Delta\nu}{\nu} \right) \left( \frac{D}{\nu} \right), \quad (19.24)$$

где  $D$  — разность между частотой резонатора и частотой линии. В одном из устройств [177, 208] поглощающая ячейка являлась резонансным элементом в стабилизирующей схеме Паунда, скорость изменения фазы с изменением частоты давала при этом эффективную добротность, равную 12 500.

Желательно, чтобы устройство, использующее эталоны на спектральных линиях, включало в себя отдельный генератор, приводящий в действие индикаторные часы и дискриминаторную систему,

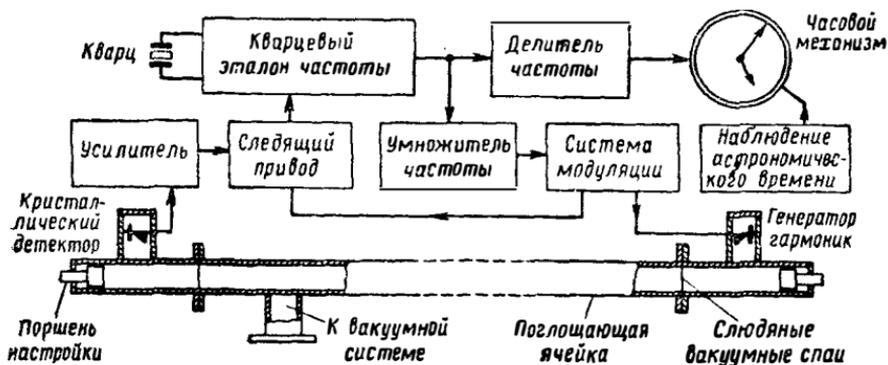


Рис. 19.14. Атомные частоты поглощающего типа, контролируемые следящей системой.

Поглощающей ячейкой служит отрезок волновода  $10,7 \times 4,3$  мм длиной 9,15 м. Часы идут со скоростью, определяемой спектральной частотой. (См. [146].)

которая будет сравнивать две частоты и компенсировать любое изменение. Хершбергер и Нортон [107] качали частоту отдельного гетеродина в обе стороны относительно частоты линии аммиака. Одновременно с этим в смеситель подавался сигнал, модулированный по частоте, и сигнал от контролируемого генератора. Низкочастотные биения, возникающие при их взаимодействии, усиливались и их фазы сравнивались. Полученный сигнал коррекции предназначен для измерения биений контролируемого генератора до совпадения с биениями от газового элемента.

Свойственное таким системам разрешение мощности зависит от стабильности контролируемого генератора; Лайонс [145, 146] применял кварцевый генератор, частота которого умножалась. Частота качания относительно линии поглощения поступала в цепь умножителя, при этом поглощение наблюдалось в виде отрицательного референсного импульса от детектора. Эти импульсы, как показано на рис. 19.14, запускали следящие приводы для подачи коррекции на кварцевый генератор. Долгосрочная стабильность была хорошей, составляя  $2 \cdot 10^{-8}$  за период примерно одной недели.

Хорошая долгосрочная стабильность была получена Такахаси и др. [213] в их атомных часах с модуляцией Штарка. Выходной сигнал цепи умножителя частоты подавался на ячейку с аммиаком,

к электроду которой прикладывалось прямоугольное напряжение стабилизированной частоты  $\nu_m$  калиброванной амплитуды. Частота  $\nu_s$  в точке пересечения двух кривых поглощения при наличии и отсутствии сильного электрического поля служила эталоном. Когда частота мощности на входе газового элемента отличалась от эталонной частоты, выходная мощность сверхвысоких частот оказывалась модулированной по амплитуде с частотой  $\nu_m$ , и поэтому выходной сигнал детектора содержал составляющую с частотой модуляции. Это напряжение «ошибки» усиливается и подается к фазовому детектору, выходной сигнал которого после усиления должен приводить в движение следящий привод, управляющий кварцевым генератором; полученная стабильность составляла около  $5 \cdot 10^{-9}$ .

#### 19.4.2. Методы излучения и образования пучка

Ряд газовых эталонов частоты работают вследствие индуцированного излучения [13, 15, 17, 18, 97, 99, 217, 218, 279]. Атомы и молекулы, как показано в разд. 17.4.1, могут быть приведены в возбужденное состояние [47, 55, 149, 176, 236, 239], так что при наличии сигнала на выходе получается усиленное напряжение [6]. В таких лазерах часто используют направленные пучки, в которых частицы имеют примерно одну и ту же скорость. Таким образом, столкновения и явления доплеровского уширения сводятся к ничтожно малым величинам, а постоянный источник новых атомов исключает какое-либо насыщенное уширение. Ширина спектральной линии определяется, главным образом, временем пребывания частиц в высокочастотном поле. Если имеет место взаимодействие (не обязательно непрерывное) в течение времени  $t$ , то ширина характеристики будет  $\Delta\nu \simeq 1/t$ ; эта теоретическая разрешающая способность может быть порядка  $10^{-12}$ .

Подходящим газом для таких эталонов является аммиак [204, 224, 275, 276, 280], и хотя вращательные переходы обеспечивают работу [175] вблизи  $600 \text{ Гц}$ , существует инверсия на частоте  $24 \text{ Гц}$ , которая обычно и используется. В типичном устройстве [98, 197], показанном на рис. 19.15, пучок молекул аммиака создается благодаря тому, что газ может диффундировать из направленного источника, состоящего из множества тонких трубок. Такую решетку можно получить путем прокатки тонких гофров из полоски никелевой фольги шириной  $6,35 \text{ мм}$  и толщиной  $0,025 \text{ мм}$ . Эта полоска помещается рядом с подобной плоской пластиной так, чтобы образовывалась двухмерная решетка каналов с поперечным сечением порядка  $0,05 \times 0,15 \text{ мм}$ . Решетка имеет диаметр около  $10 \text{ мм}$ . Такой коллиматор дает в секунду около  $10^{13}$  молекул. Энергетическое состояние с  $J = 3$  и  $K = 3$  имеет заполнение, содержащее около 6% молекул; при рабочей температуре все уровни инверсии заполнены примерно одинаково.

Избыточное заполнение возбужденными молекулами получается благодаря пропусканию выходящего пучка через область, в которой

очень неоднородное электростатическое поле образует селективную линзу; эта линза фокусирует [231] молекулы, которые находятся на более высоких энергетических уровнях инверсии, и дефокусирует молекулы, находящиеся на более низких уровнях. Типичная линза состоит из четырех электродов, внутренняя поверхность которых имеет гиперболическую форму, что создает квадрупольное цилиндрическое поле с осью, направленной вдоль пучка. Такое поле создает радиальную силу, которая направлена к оси для молекул, находящихся в верхних, более высоких энергетических состояниях, и от оси — для молекул в более низких энергетических состояниях.

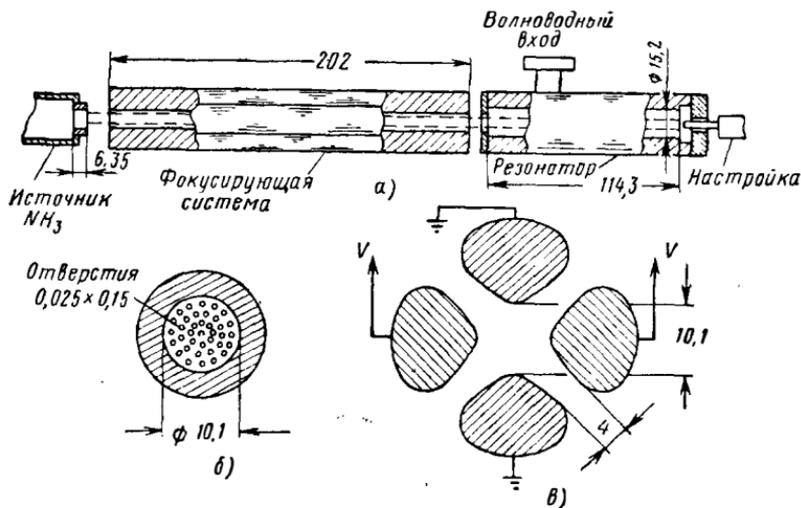


Рис. 19.15. Эталон частоты на лазере, использующий пучок аммиака:

а — общее устройство; б — коллиматор пучка; в — сечение фокусирующей линзы; напряжение  $V$  может достигать до 30 кв. (См. [98].)

Таким образом, по мере распространения пучка в нем остаются только молекулы, находящиеся в верхних энергетических состояниях. Плотность молекул в области линзы должна быть достаточно низкой с тем, чтобы средняя длина свободного пути была большой по сравнению с осевыми размерами. При длине 30 см плотность должна быть меньше, чем  $1,6 \cdot 10^{11}$  молекул/см<sup>3</sup>, что соответствует давлению около  $2 \cdot 10^{-5}$  мм рт. ст., поэтому оборудование должно быть помещено в вакуумную камеру.

Наконец, пучок попадает в объемный резонатор и откликом молекул на любое возбуждающее излучение является излучающий переход в нижние состояния. Типичный резонатор резонирует с колебаниями вида  $TE_{011}$  и перестраивается в пределах 50 Мгц относительно частоты 24 Ггц. Для молекул электрическое поле изменяется по амплитуде как  $\sin(\pi z/l_c)$ . В частности, для молекул, имеющих скорость  $v_0$ , поле изменяется со временем как  $\sin(\pi v_0 t/l_c) \sin \omega t$ .

Анализ Фурье этого поля для значений  $t$  от 0 до  $l_c/v_0$  дает распределение частот с полосой по уровню половинной мощности, равной  $1,2v_0/l_c$ . Поэтому резонатор следует делать, насколько это возможно, длинным, для этого диаметр делается близким к критическому значению. Так как наиболее вероятная скорость молекул аммиака в пучке при комнатной температуре составляет  $4 \cdot 10^4$  см/сек, то получающаяся ширина линии для  $l_c = 12$  см должна равняться 4 кГц. В лазерах использовались также колебания в цилиндрических резонаторах видов  $TM_{011}$  и  $TM_{012}$ ; в последнем случае изменение поля, наблюдаемое со стороны молекул, расщепляет линию на две составляющие [36, 99]. Колебания вида  $TM_{010}$  дают постоянное электрическое поле вдоль оси и имеют показатель качества [198] примерно в три раза лучший, чем резонатор с колебаниями  $TE_{011}$ . Затягивание частоты лазера, вызванное изменением настройки резонатора, можно уменьшить, используя инвар или кварц [274], регулировку температуры или два связанных резонатора [31, 109, 193, 234]. Были разработаны методы перестройки резонаторов лазера [230].

Первоначальная теория работы [98, 130, 198], основанная на упрощающем предположении однородной скорости пучка, была распространена [106, 200, 201] на случай максвелловского распределения скоростей, расхождение пучка и влияния неразрешаемой сверхтонкой структуры. Последнюю трудность можно преодолеть [38], если работать с линией, для которой  $J = 3$ ,  $K = 2$  на частоте 22,8 Гц. Вероятность спонтанной эмиссии очень тесно связана с шумовыми свойствами [3, 96, 104, 105, 164, 188, 199, 223] лазеров, но на практике она незначительна.

Мазер работает [196, 292, 294] как спектрометр, когда в резонатор вводится мощность изменяющейся частоты. В этом случае молекулярные резонансы наблюдаются в виде резкого увеличения уровня мощности в резонаторе, когда внешняя частота проходит через частоту спектральной линии. Наблюдаемая при этом разрешающая способность порядка 5 кГц согласуется с теоретическими значениями. Если число молекул в пучке превышает критическое значение, мазер начинает генерировать [130]. Обычно выходная мощность равняется  $5 \cdot 10^{-10}$  Вт, а два таких аммиачных лазера, которые настраиваются для получения частоты биений 20 Гц, дают изменение фазы с частотой менее 0,1 Гц, что соответствует краткосрочной стабильности  $4 \cdot 10^{-12}$ . Долгосрочная стабильность, измеренная за период 6 час, оказалась лучше  $2 \cdot 10^{-11}$ . Описана техника синхронизации [128] и даны [10, 32, 34, 35, 37, 160, 171] подробности использования лазеров на аммиаке в качестве эталонов частоты. В других лазерах используют [263] HCN, при этом частота находится около 88,6 Гц; в одной из конструкций [267, 295] основой резонансной структуры являлся интерферометр Фабри—Перо, описанный в разд. 13.4. Взаимодействие в течение длительного времени, которое достигалось благодаря введению в резонатор кварцевой колбы, покрытой парафином, позволило успешно использовать атомарный водород [265].

Дипольные переходы являются основой другого класса эталонов

частоты с пучком [288]. Например, состояние вращения молекул определяет их эффективный электрический дипольный момент, поэтому разделение молекул может осуществляться [298] градиентами электрического поля. Такие эталоны пригодны для использования в области миллиметровых волн; было предложено [112] применять переход на частоте 100 Гц между вращательными состоя-

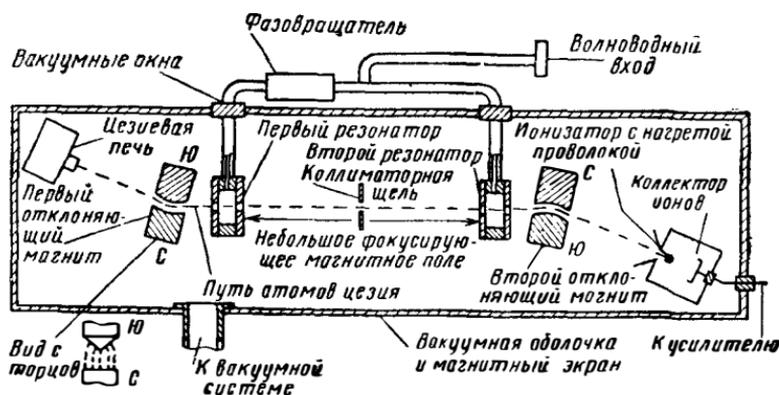


Рис. 19.16. Эталон частоты с пучком цезия.

На коллектор попадают те атомы Cs, которые претерпевают переход при прохождении как первого, так и второго отклоняющего магнита. Частота около 9.193 Гц. (См. [146].)

ниями  $Li^6 F^{19}$ , когда  $J = 0$  и  $J = 1$ . Частота перехода сравнительно нечувствительна к внешним электрическим и магнитным полям, но небольшая часть молекул, находящихся в одном данном состоянии, ограничивает эффективную интенсивность пучка.

Магнитно-дипольные переходы наблюдались в сверхтонкой структуре щелочных металлов и использовались во многих эталонах частоты. Хотя ранее использовались рубидий, обладающий [4, 289] переходами на частотах 3,0357—6,83468 и около 24 Гц, и таллий на частоте 21,310835 Гц, большинство приборов использует переход 4,3 и 3,0 в цезии, дающий частоту 9,19263177 Гц [77, 78, 155]. Устройство, показанное на рис. 19.16, сконструировано для обнаружения изменения магнитного момента атомов при возбуждении точной частотой. Для того чтобы избежать применения длинного резонатора, колебательные поля создавались [179, 293] двумя объемными резонаторами, расположенными в обоих концах центрального однородного поля, при этом осуществлялась тщательная регулировка их фазы. Чистый эффект от этих двух синфазных резонаторов подобен эффекту, получающемуся при использовании длинного резонатора с нулевым фазовым сдвигом между его концами, за исключением того обстоятельства, что на частотах, слабо отличающихся от резонансной, имеет место интерференционная картина, которая показывает, насколько велики амплитудные пульсации в основной кривой поглощения.

Пучок атомов цезия выходит из термостата с температурой около  $100^{\circ}\text{C}$  через сопло, которое придает пучку ленточную форму толщиной около  $0,5\text{ мм}$ ; поток цезия составляет  $10^{-11}\text{ г/сек}$ . Атомы проходят через неоднородное магнитное поле, созданное между магнитными полюсами; атомы с соответствующим дипольным моментом отклоняются по направлению к оси прибора. Затем частицы проходят первый резонатор, в котором высокочастотное магнитное поле может производить нужные изменения энергетического уровня. После дрейфа на расстоянии  $100\text{ см}$  атомы проходят второй резонатор и, наконец, проходят второе неоднородное магнитное поле. Те атомы, в которых произошел переход и, следовательно, изменился магнитный момент, теперь отклоняются в противоположном направлении. Эти атомы затем фокусируются на детекторе, который содержит нагреваемый проволочный ионизатор, ускоритель и электронный умножитель вторичной эмиссии, выходной сигнал с которого является, таким образом, мерой числа атомов, в которых произошел переход.

Внешнее магнитное поле воздействует на частоту прецессии валентного электрона цезия только по квадратичному закону; напряженность поля  $H_0$  увеличивает ее величину на  $427H_0^2\text{ гц}$ . Этот факт используется в другом варианте [79, 81] цезиевого эталона, где однородное поперечное магнитное поле создается для получения расщепления энергетических уровней Зеемана. Частота смещенных линий имеет линейную зависимость от магнитного поля и дает удобный метод ее определения. Когда устройство используется в качестве эталона определенной частоты, магнитное поле регулируется так, чтобы частота ближайшей линии была выше частоты центральной линии точно на  $500\text{ кГц}$ .

Практические цезиевые эталоны находятся в отпаянном виде [20, 48, 150, 180]; типичные образцы их [80, 153, 154] снабжены частотным синтезирующим устройством с тем, чтобы стандартная частота на выходе находилась бы в декадных соотношениях, например,  $100\text{ кГц}$ ,  $1\text{ МГц}$  и т. д. Краткосрочная и долгосрочная стабильности составляют соответственно  $2 \cdot 10^{-12}$  и  $5 \cdot 10^{-11}$ . Было проведено сравнение [75, 110] двух цезиевых эталонов, расположенных друг от друга на расстоянии нескольких тысяч миль, при этом стремились устранить погрешности доплеровской частоты, вызванные движением ионосферы. Кроме того, проводилось сравнение цезиевых эталонов, построенных по различным принципам [76], а также цезиевых и аммиачных эталонов [28, 29]. Результаты сравнений показывают, что атомные и молекулярные резонансы воспроизводятся по частоте с точностью  $2 \cdot 10^{-10}$ .

Молекулы, имеющие множество энергетических уровней, можно возбудить и заставить излучать путем оптической накачки [27, 42, 43, 60, 61, 62, 101, 124, 125, 266]. Например, соответствующим образом поляризованный свет поглощается на частоте перехода, а последующее спонтанное излучение неполяризованного света может пере-

распределять заполнение более низких энергетических состояний, так что создаются условия излучения на сверхвысокой частоте. Предположим [224], что атом имеет пять верхних Р-уровней с  $M$ , изменяющимся от  $-2$  до  $+2$  включительно и три более низких S-уровней с  $M = 1, 0$  и  $+1$ . Поглощение фотона дает  $\Delta M = +1$  и атом с состоянием  $J = 1, M = -1$  переходит в состояние  $J = 2, M = 0$ .

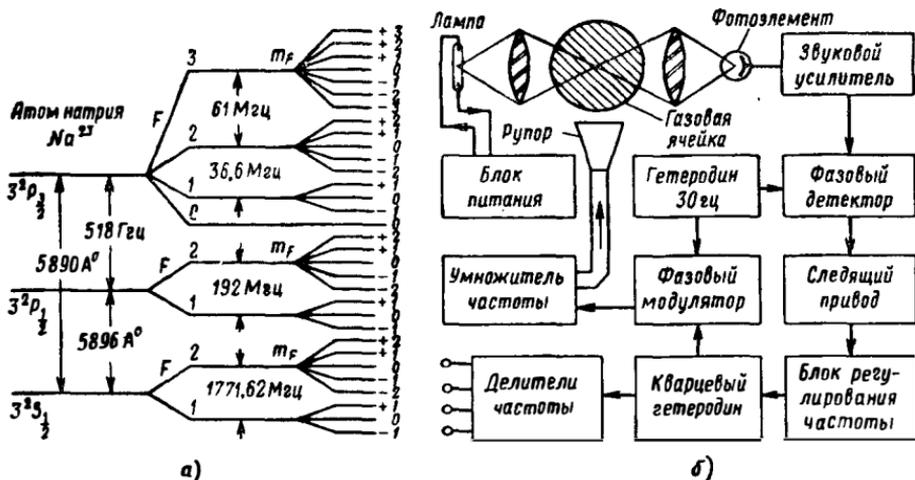


Рис. 19.17 Эталон частоты с оптической накачкой и детектированием: а — энергетические уровни натрия; б — блок-схема. (См. [7].)

После излучения  $\Delta M = 0$  или  $\pm 1$ , и поэтому атом в конечном счете может находиться в любом из трех состояний с  $J = 1$ . Однако атом, находящийся первоначально в состоянии  $J = 1, M = +1$ , после цикла поглощения — излучения должен остаться там же. Таким образом, заполнение уровня  $J = 1, M = -1$  уменьшается, а заполнение уровня  $J = 1, M = +1$  увеличивается. Даже если последний связан с более низким уровнем переходом сверхвысокой частоты, то условие излучения между двумя уровнями может сохраняться.

В предложенных эталонах частоты, основанных на оптической накачке, предпочтительны щелочные металлы [26, 82, 136, 137, 167]. В одном из вариантов [22, 23, 24] использованы пары натрия, помещенные в объемный резонатор. Неполаризованный свет от натриевой лампы, проходя через резонатор, изменяется по интенсивности всякий раз, когда прикладывается соответствующее поле сверхвысокой частоты. Частота перехода из состояния 2.0 в состояние 1.0, показанного на рис. 19.17, а, определяется формулой

$$\nu = 1771,626 + 0,0022 H_0^2, \quad (19.25)$$

где  $\nu$  выражается в мегагерцах, а  $H_0$  — в эрстедах. На рис. 19.17, б показан другой эталон [7, 296], использующий пары натрия. В этом

случае возбуждение осуществляется волнами с правосторонней круговой поляризацией от натриевой лампы. Увеличение разности заполнений из-за сверхвысокочастотного перехода увеличивает детектируемый сигнал на 60 дБ. Побочным эффектом является уменьшение интенсивности света, выходящего из газового элемента, что используется для контроля частоты. Оптическая накачка применялась [4] даже в эталоне, основанном на независимом от поля резонансе  $Rb^{87}$  на частоте 6,834 Гц. В другой системе [282] использовано излучение оптически накачиваемого цезиевого элемента, помещенного в объемный резонатор. Были созданы также мазеры в инфракрасной и оптической областях [308—317].

### 19.4.3. Теории гравитации и относительности

Появление атомных часов, работающих с очень высокой точностью, позволило проводить серьезные эксперименты [30] по проверке теорий гравитации и относительности [67, 68, 142]. Гравитационное поле, например, очень слабо влияет на среднюю частоту атомного генератора. Если двое идентичных часов находятся при гравитационных потенциалах, отличающихся друг от друга на  $\Delta\Phi$ , то, рассмотрев [218] потери энергии фотона, переходящего от одного участка к другому, можно получить разность частот [205]

$$\Delta\nu/\nu = \Delta\Phi/c^2. \quad (19.26)$$

На поверхности Земли, радиус и масса которой равняются соответственно  $r_E$  и  $m_E$ ,

$$\Phi = Gm_E/r_E. \quad (19.27)$$

Таким образом, если бы атомные часы работали в таком положении и сигналы посылались от них к другим таким же часам, находящимся во внешнем пространстве, то часы на Земле оказались бы более медленными на величину  $7 \cdot 10^{-10}$ . Подобное изменение наблюдалось бы в том случае, если генератор типа с пучком поворачивался от вертикального положения к горизонтальному. В этом случае [237] также существует небольшое изменение, которое можно определить, сравнивая скорость света в направлении линии, соединяющей Землю и Солнце, и в направлении, перпендикулярном этой линии и направлению радиуса Земли. Величина этого параметра расширения, учитывая гравитационное поле Солнца, которое имеет массу  $m_S$  и находится на расстоянии  $D$  от Земли, определяется выражением  $Gm_S/c^2 D \simeq 9 \cdot 10^{-9}$ .

Относительную частотную стабильность двух генераторов на мазерах с пучком можно использовать для проверки зависимости скорости света от скорости системы отсчета с гораздо большей точностью, чем точность, полученная из экспериментов типа Майкельсона — Морлея [158]. Это явление можно исследовать [287], предполагая, что молекулы в пучке имеют скорость  $v_m$  относительно резонатора, через который они проходят, а резонатор имеет скорость

$v_c$  относительно эфира. Если  $v_c = 0$ , то излучение происходит в направлении, перпендикулярном скорости молекул, без доплеровского смещения частоты. Если резонатор и пучок передвигаются со скоростью  $v_c$ , параллельной скорости  $v_m$ , то молекулы должны излучать в направлении, слабо смещенном вперед под углом наклона  $v_c/c$ . Изменение частоты будет тогда равняться  $v_r v_m v_c/c^2$ , предполагаемая, что движение не изменяет молекулярную частоту  $v_r$ . Такое изменение также может быть выведено [50] из формулы сокращения Лоренца — Фитцджеральда.

В одном из экспериментов [49] два лазера с пучками аммиака были установлены на раме, которая вращалась относительно вертикальной оси с противоположно направленными пучками. Частота  $v_r$  составляла около 23,87 Гц для  $\text{NH}_3$  при комнатной температуре,  $v_m = 0,6$  км/сек, а орбитальная скорость Земли  $v_c$  была равна 30 км/сек. Использование двух лазеров удваивает эффект и если они далее поворачивались на  $180^\circ$  от своего первоначального положения восток — запад в полдень или полночь, изменение частоты  $4v_r v_m v_c/c^2$  становилось равным 20 ц. В действительности же средняя разность частот лазеров составляла 1/50 ц и эффекта, большего чем этот, за время вращения Земли в течение 24 часов не наблюдалось. Более того, не наблюдалось эффекта и при повторении экспериментов через промежутки в 3 месяца; это исключает движение солнечной системы в эфире.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Aitchison, C. S.: «Frequency Synchronization of an X-Band Reflex Klystron», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 12, p. 944.
2. Allan, H. R., and Curling, C. D.: «The Design and Use of Resonant Cavity Wavemeters for Spectrum Measurements of Pulsed Transmitters at Wavelengths near 10 cm», *J. I. E. E.*, 1948, **95**, pt III, p. 473.
3. Alsop, L. E., Giordmaine, J. A., Townes, C. H., and Wang, T. C.: «Measurement of Noise in a Maser Amplifier», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 1450.
4. Andres, J. M., Farmer, D. J., and Inouye, G. T.: «Design Studies for a Rubidium Gas Cell Frequency Standard», *Trans. I.R.E.*, 1959, **MIL-3**, p. 178.
5. Andrews, P.: «A 10 cm Mechanically Swept Spectrometer», *Proc. I.E.E.*, 1949, **96**, pt III, p. 254.
6. Arams, F. R., and Jenny, H. K.: «Wide-Range Electronic Tuning of Microwave Cavities», *Proc. I.R.E.*, 1955, **43**, p. 1102.
7. Arditi, M., and Carver, T. R.: «A Gas Cell Atomic Clock Using Optical Pumping and Optical Detection», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 1, p. 3.
8. Aston, G. H., and Essen, L.: «The Measurement of Frequencies in the Range 10,000—50,000 Mc/s», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 9, p. 1374.
- \*9. Barchukov, A. I., Vasil'ev, G. A., Zhabotinskiĭ, M. E., and Osipov, B. D.: «An Electromechanical Stabilizer of the Frequency of a Klystron», *Radiotekhnika*, 1955, **10**, p. 29.
10. Barnes, F. S.: «Operating Characteristics of an Ammonia Beam Maser», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 2085.
11. Barrell, H., and Essen, L.: «Atomic Standards of Length and Time», *Sci. Progr.*, 1959, **47**, p. 209.

12. Barrington, A. E.: «Cold Measurements of 8 mm Magnetron Frequency and Pulling Figure», *Proc. I.E.E.*, 1955, **102B**, p. 247.
- \*13. Basov, B. G., Veselago, V. G., and Zhabotinskii, M. E.: «Increasing the Q-factor of the Cavity Resonator by Regeneration», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1955, **28**, p. 242.
- \*14. Basov, N. G., and Prokhorov, A. M.: «Theory of Molecular-Beam Oscillator and Molecular-Beam Power-Amplifier», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1956, **30**, p. 560 and *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1955, **101**, p. 47.
- \*15. Basov, N. G.: «Molecular-Beam Oscillator», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 752.
- \*16. Basov, N. G., and Prokhorov, A. M.: «Possible Methods of Obtaining Active Molecules», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1955, **28**, p. 249.
- \*17. Basov, N. G., and Prokhorov, A. M.: «Application of Molecular Beams to Radiospectroscopic Study of Rotational Spectra of Molecules», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1954, **27**, p. 431.
- \*18. Basov, N. G., and Prokhorov, A. M.: «Molecular Oscillators and Amplifiers», *Priroda*, 1958, No. 7, p. 24.
- \*19. Bazarov, E. N., and Zhabotinskii, M. E.: «Frequency Multiplication with a Reflex Klystron», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 1292.
20. Beck, A. H. W., and Lytollis, J.: «Construction of a Mobile Caesium Frequency Standard», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 11, p. 712.
21. Beers, Y.: «Theory of the Cavity Microwave Spectrometer and Molecular Frequency Standard», *Rev. sci. Instrum.*, 1959, **30**, p. 9.
22. Bell, W., and Bloom, A.: «Optical Detection of Magnetic Resonance in Alkali Metal Vapour», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 1559.
23. Bell, W., and Bloom, A.: «Optically Detected Field-Independent Transition in Sodium Vapour», *Phys. Rev.*, 1958, **109**, p. 219.
24. Bell, W. E., Bloom, A., and Williams, R.: «A Microwave Frequency Standard Employing Optically Pumped Sodium Vapour», *Trans. I.R.E.*, 1959, **MTT-7**, p. 95.
25. Bello, L. D.: «Frequency Control of Klystrons by Reference Cavity», *Alta Frequenza*, 1958, **27**, p. 629.
26. Bender, P. L., Beaty, E. C., and Chi, A. R.: «Optical Detection of Narrow Rb<sup>87</sup> Hyperfine Absorption Lines», *Phys. Rev. Lett.*, 1958, **1**, p. 311.
27. Bitter, F.: «The Optical Detection of Radiofrequency Resonance», *Phys. Rev.*, 1949, **76**, p. 833.
28. Blaser, J. P., and Bonanomi, J.: «Comparison of an Ammonia Maser with a Caesium Atomic Frequency Standard», *Nature*, 1958, **182**, p. 859.
29. Blaser, J. P., and Prins, J. de: «Comparison of Astronomical Time Measurements with Atomic Frequency Standards», *Nature*, 1958, **182**, p. 859.
30. Bleaney, B.: «Atomic Physics in the 1960s», *New Scient.*, 1960, **7**, p. 274.
31. Bonanomi, J., Herrmann, J., Prins, J. de, and Kartaschoff, P.: «Twin Cavity for NH<sub>3</sub> Masers», *Rev. sci. Instrum.*, 1957, **28**, p. 879.
32. Bonanomi, J., Prins, J. de, Herrmann, J., and Kartaschoff, P.: «Stability of NH<sub>3</sub> Frequency Standards», *Helv. phys. Acta*, 1957, **30**, No. 4, p. 288.
33. Bonanomi, J., and Herrmann, J.: «Determination of the Inversion Frequency of Ammonia», *Helv. phys. Acta*, 1956, **29**, p. 451.
34. Bonanomi, J., Prins, J. de, Herrmann, J., and Kartaschoff, P.: «Improvements in an NH<sub>3</sub> Maser», *Helv. phys. Acta*, 1957, **30**, p. 457.
35. Bonanomi, J.: «The Atomic Clocks», *Tech. Mitt. PTT*, 1959, **37**, p. 6.

36. Bonanomi, J., Prins, J. de, and Herrmann, J.: «Masers Oscillating with Cavity Modes depending on Cavity Length», *Helv. phys. Acta*, 1958, **31**, p. 282.
37. Bonanomi, J., Prins, J., de, Herrmann, J., Kartaschoff, P., Blaser, J. P., Cavedon, M., Payot, R., and Schuler, W.: «Comparison between Determinations of Astronomical Time and Atomic Times», *Helv. phys. Acta*, 1958, **31**, p. 278.
38. Bonanomi, J., Prins, J. de, Herrmann, J., and Kartaschoff, P.: «Maser Oscillating on the Ammonia Line,  $J = 3$ ,  $K = 2$ », *Helv. phys. Acta*, 1958, **31**, p. 285.
39. Bonnet, Mlle: «Accurate Frequency Meters for the Range 22—37 kMc/s», *Onde elect.*, 1953, **33**, p. 259.
40. Booth, C. F., and Laver, F. J. M.: «A Standard of Frequency and its Applications», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt III, p. 223.
41. Borg, H.: «Frequency Stabilization of V. M. Valves», *Wireless Engr*, 1949, **26**, p. 59.
42. Brossel, J., and Kastler, A.: «The Detection of Magnetic Resonance of Excited Levels», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1949, **229**, p. 1213.
43. Brossel, J., Kastler, A., and Winter, J.: «Optical Creation of an Inequality of Population between the Zeeman Distribution and the Fundamental Atomic States», *J. Phys. Radium*, 1952, **13**, p. 668.
44. Bruin, F.: «Frequency Stabilization of a Reflex-Klystron Oscillator», *Appl. sci. Res.*, 1953, **B3**, p. 199.
45. Bruin, F., and Van Ladesteyn, D.: «Frequency Stabilization of a Reflex-Klystron Oscillator», *Physica*, 1959, **25**, p. 1.
46. Buchanan, T. J.: «The Frequency Spectrum of a Pulled Oscillator», *Proc. I.R.E.*, 1952, **40**, p. 958.
47. Cade, C. M.: «The Maser; a New Form of Microwave Oscillator», *J. Televis. Soc.*, 1958, **8**, p. 509.
48. Capelli, M. P. G.: «An Atomic Reference Oscillator», *Brit. Commun. Electronics*, 1958, **5**, No. 2, p. 100.
49. Cedarholm, J. P., Bland, G. F., Havens, B. L., and Townes, C. H.: «New Experimental Test of Special Relativity», *Phys. Rev. Lett.*, 1958, **1**, p. 342.
50. Cedarholm, J. P., and Townes, C. H.: «A New Experimental Test of Special Relativity», *Nature*, 1959, **184**, p. 1350.
51. Colani, C.: «A Simple Microwave Discriminator», *Frequenz*, 1956, **10**, p. 25.
52. Collier, R. J.: «Variable-Frequency Microwave Cavity Spectrometer», *Rev. sci. Instrum.*, 1954, **25**, p. 1205.
53. Collins, G. B.: «Microwave Magnetrons» (McGraw-Hill, New York, 1948).
54. Crain, C. M., and Williams, C. E.: «Method of Obtaining Pressure- and Temperature-Insensitive Microwave Cavity Resonators», *Rev. sci. Instrum.*, 1957, **28**, p. 620.
55. Culver, W. H.: «The Maser», *Science*, 1957, **126**, p. 810.
56. Dauksher, W. J.: «Stable Local Oscillator for S-Band Radar», *Electronics*, 1956, **29**, September, p. 179.
57. Dauksher, W. J.: «Harmonic Amplifier for X-Band Local Oscillator», *Electronics*, 1958, **31**, June 20th, p. 80.
58. Dayhoff, E. S.: «A Frequency Controller for Reflex Klystrons», *Rev. sci. Instrum.*, 1951, **12**, p. 1025.
59. Decaux, B.: «Recent Developments in the Frequency-Measurement Department of the Laboratoire de Radioélectricité», *Onde elect.*, 1952, **32**, p. 219.
60. Dehmelt, H. G.: «Slow Spin Relaxation of Optically Polarized Sodium Atoms», *Phys. Rev.*, 1957, **105**, p. 1487.
61. Dehmelt, H. G.: «Paramagnetic Resonance Reorientation of Atoms and Ions Aligned by Electron Impact», *Phys. Rev.*, 1956, **103**, p. 1125.

62. Dehmelt, H. G.: «Modulation of a Light Beam by Precessing Absorbing Atoms», *Phys. Rev.*, 1957, **105**, p. 1924.
63. Denis, M., and Epsztein, B.: «Some Problems in the Accurate Measurement of Frequencies in the Region of Microwaves (1500—40,000 Mc/s)», *Ann. Radioelect.*, 1949, **4**, p. 12.
64. Denton, R. F., Wilson, T. A., and Margolin, A. R.: «Automatic Frequency Control of High-Power Klystrons», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1952, **8**, p. 56.
65. Dodds, J. W.: «Rapid Method of Testing Magnetrons in the Non-Operating State», *Vide*, 1953, **8**, p. 1429.
66. Donald, J. S., Bush, R. R., Cuccia, C. L., and Hegbar, H. R.: «A 1 kW Frequency-Modulated Magnetron for 900Mc/s», *Proc. I.R.E.*, 1947, **35**, p. 664.
67. Einstein, A.: «On the Electrodynamics of Moving Bodies», *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1905, **17**, p. 891.
68. Einstein, A.: «The Foundation of the General Theory of Relativity», *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1916, **49**, p. 769.
69. Essen, L.: «Frequency Standardization», *Proc. I.E.E.*, 1951, **98**, pt II, p. 154.
70. Essen, L., and Smith, A. G. Gordon: «The Measurement of Frequencies in the Range 100—10,000 Mc/s», *J.I.E.E.*, 1945, **92**, pt III, p. 291.
71. Essen, L.: «Cavity-Resonator Wavemeter», *Wireless Engr*, 1946, **23**, p. 126.
72. Essen, L., Hope, E. G., and Sutcliffe, D.: «Hyperfine Splitting of Rubidium-87», *Nature*, 1961, **189**, p. 298.
73. Essen, L.: «A Highly Stable Microwave Oscillator and its Application to the Measurement of the Spatial Variations of Refractive Index in the Atmosphere», *Proc. I.E.E.*, 1953, **100**, pt III, p. 19.
74. Essen, L.: «Standards of Time and Frequency», *Research*, 1957, **10**, p. 217.
75. Essen, L., Parry, J.V.L., and Pierce, J. A.: «Comparison of Caesium Resonators by Transatlantic Radio Transmission», *Nature*, 1957, **180**, p. 526.
76. Essen, L., Parry, J.V.L., Holloway, J. H., Mainberger, W. A., Reder, F. H., and Winkler, G. M. R.: «Comparison of Caesium Frequency Standards of Different Construction», *Nature*, 1958, **182**, p. 41.
77. Essen, L., and Parry, J.V.L.: «An Atomic Standard of Frequency and Time Interval», *Nature*, 1955, **176**, p. 280.
78. Essen, L., and Parry, J.V.L.: «The Caesium Resonator as a Standard of Frequency and Time», *Phil. Trans. Roy. Soc.*, 1957, **250A**, p. 45.
79. Essen, L., and Parry, J.V.L.: «Atomic and Astronomical Time», *Nature*, 1956, **177**, p. 744.
80. Essen, L., Hope, E. G., and Parry, J.V.L.: «Circuits employed in the N.P.L. Caesium Standard», *Proc. I.E.E.*, 1959, **106B**, p. 240.
81. Essen, L., and Parry, J. V.L.: «An Improved Caesium Frequency and Time Standard», *Nature*, 1959, **184**, Sup. No 23, p. 1791.
- \*82. Fain, V. M.: «Radiation from Molecules in the Presence of a Strong High-Frequency Field», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1955, **29**, p. 878.
83. Familier, H.: «Linear Discriminator for Ultra-High Frequencies», *Ann. Radioelect.*, 1953, **8**, p. 211.
84. Fanguin, R., and Raoult, G.: «Microwave Discriminator: Part I — Stabilization of Oscillator», *J. Phys. Radium*, 1954, **15**, p. 133.
85. Ferrero, R.: «Frequency Standards in the Microwave Region», *Ricerca sci.*, 1951, **21**, p. 2142.
86. Feynman, R. P., Vernon, F. L., and Hellwarth, R. W.: «Geometrical Representation of the Schrödinger Equation for Solving Master Problems», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 49.

87. Finch, H. F.: «On a Periodic Fluctuation in the Length of the Day», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1950, **110**, p.3.
88. Fitzky, H. G.: «Construction and Application of a Frequency Standard for Microwave Spectrometers», *Z. angew. Phys.*, 1958, **10**, p. 297.
89. Frank, R. W.: «A Computer-type Decade Frequency-Synthesiser», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1954, pt 10, p. 41.
90. Fraser, D. W., and Holmes, E. G.: «Frequency Control in the 300—1200 Mc/s Region», *Proc. I.R.E.*, 1956, **44**, p. 1531.
91. Gabriel, W. F.: «A Frequency-Stabilization System for Microwave Gas Dielectric Measurements», *Proc. I.R.E.*, 1952, **40**, p. 940.
92. Gerard, W. A.: «Reference Cavity Design Considerations», *Trans. I.R.E.*, 1957, **MTT-5**, p. 148.
93. Gerlach, G. G.: «A Microwave Relay Communication System», *RCA Rev.*, 1946, **7**, p. 576.
94. Goldstein, I.: «Frequency Stabilization of a Microwave Oscillator with an External Cavity», *Trans. I.R.E.*, 1957, **MTT-5**, p. 57.
95. Gordon, J. P., and White, L. D.: «Experimental Determination of the Noise Figure of an Ammonia Maser», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 1728.
96. Gordon, J. P., and White, L. D.: «Noise in Maser Amplifiers — Theory and Experiment», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 1588.
97. Gordon, J. P., Zeiger, H. J., and Townes, C. H.: «Molecular Structure Oscillator and New Hyperfine Structure in the Microwave Spectrum of NH<sub>3</sub>», *Phys. Rev.*, 1954, **95**, p. 282.
98. Gordon, J. P., Zeiger, H. J., and Townes, C. H.: «The Maser — New Type of Microwave Amplifier, Frequency Standard and Spectrometer», *Phys. Rev.*, 1955, **99**, p. 1264.
99. Gordon, J. P.: «Hyperfine Structure in the Inversion Spectrum of N<sup>14</sup> H<sub>3</sub> by a New High-Resolution Microwave Spectrometer», *Phys. Rev.*, 1955, **9**, p. 1253.
100. Grant, E. F.: «An Analysis of the Sensing Method of Automatic Frequency Control for Microwave Oscillators», *Proc. I.R.E.*, 1949, **37**, p. 943.
101. Hawkins, W. B., and Dicke, R. H.: «The Polarization of Sodium Atoms», *Phys. Rev.*, 1953, **91**, p. 1008.
102. Hedrick, L. C.: «Microwave Frequency Standard», *Rev. sci. Instrum.*, 1953, **24**, p. 565.
103. Helmer, J. C.: «Maser Oscillators», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 212.
104. Helmer, J. C.: «Maser Noise Measurement», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 902.
105. Helmer, J. C., and Muller, M. W.: «Calculation and Measurement of the Noise Figure of a Maser Amplifier», *Trans. I.R.E.*, 1958, **MTT-6**, p. 210.
106. Helmer, J. C.: «Small Signal Analysis of Molecular Beam Masers», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 118.
107. Hershberger, W. D., and Norton, L. E.: «Frequency Stabilization with Microwave Spectral Lines», *RCA Rev.*, 1948, **9**, p. 38.
108. Herve, J.: «Improvement of Stabilized Pound Oscillator», *C. R. Acad. Sci (Paris)*, 1955, **241**, p. 746.
109. Higa, W. H.: «Observations of Nonlinear Maser Phenomena», *Rev. sci. Instrum.*, 1957, **28**, p. 726.
110. Holloway, J., Mainberger, W., Reder, F. H., Winkler, G. M. R., Essen, L., and Parry, J. V. L.: «Comparison and Evaluation of Caesium Atomic-Beam Frequency Standards», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 1730.
111. Hope, E. G.: «Techniques of Frequency Measurement in the Centimetre-Wave Region», *Proc. I.R.E.*, 1953, **100**, pt IV, p. 144.
112. Hughes, V. W.: «Considerations on the Design of a Molecular Frequency Standard based on the Molecular-Beam Electric Resonance Method», *Rev. sci. Instrum.*, 1959, **30**, p. 689.

113. H u s t e n , B. F., and L y o n s , H.: «Microwave Frequency Measurements and Standards», *Trans. Amer. I.E.E.*, 1948, **67**, p. 321.
114. J a m e s , B. H. L., and S t o c k f o r d , M. T.: «A Microwave Frequency Standard», *Electronic Engng*, 1959, **31**, pp. 2 and 82.
115. J a m p i e r r e , L.: «Study of the Relative Frequency Fluctuations of Two Reflex Klystrons Stabilized by Different Methods», *Ann. Telecomm.*, 1955, **10**, pp. 65 and 87.
116. J a n n e y , D. H.: «Accuracy of a Microwave Resonant-Cavity Measurement of the Velocity of Light», *Phys. Rev.*, 1957, **105**, p. 1138.
117. J a v a n , A.: «Theory of a Three-Level Maser», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 1597.
118. J a v a n , A.: «Possibility of Production of Negative Temperature in Gas Discharges», *Phys. Rev. Lett.*, 1959, **3**, p. 87.
119. J e n k s , F. A.: «Simplified Microwave A.F.C.» *Electronics*, 1947, **20**, November, p. 120, and December, p. 132.
120. J e n s e n , G. K., and M c G e o g h , J. E.: «Four-Decade Frequency Divider», *Electronics*, 1955, **28**, April, p. 154.
121. J o h n s o n , K. C.: «A New Centimetre-Wave Discriminator and its Application to a Frequency-Stabilized Oscillator», *Proc. I.E.E.*, 1951, **98**, pt III, p. 77.
122. J o n e s , H. S.: «Definition of the Second of Time», *Nature*, 1955, **176**, p. 669.
123. K a s t l e r , A.: «Some Suggestions Concerning the Optical Production and Detection of an Equality of the Distribution of Spatially-Quantized Atoms», *J. Phys. Radium*, 1950, **11**, p. 255.
124. K a s t l e r , A.: «Optical Methods of Atomic Orientation and their Applications», *Proc. Phys. Soc.*, 1954, **67A**, p. 853.
125. K a s t l e r , A.: «Optical Methods of Atomic Orientation and of Magnetic Resonance», *J. Opt. Soc. Amer.*, 1957, **47**, p. 460.
126. K e t t l e w e l l , E., B o u r n e , W. A., and C h i l t o n , C.: «A 3 cm R. F. Spectrometer and Mismatching Impedance Unit», *J.I.E.E.* 1946, **93**, pt IIIA, No. 9, p. 1431.
- \*127. K h o k h l o v , R. V.: «Mutual Synchronization of Reflex Klystrons», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, No. 1. p. 88.
- \*128. K h o k h l o v , R. V.: «Lock-in of a Molecular Generator by a Small External E.M.F.», *Radiotekh. Elektron.*, 1958, **3**, p. 279.
129. K i l g o r e , G. R., S h u l m a n , C. I., and K u r s h a n , J.: «A Frequency-Modulated Magnetron for Super-High Frequencies», *Proc. I.R.E.*, 1947, **35**, p. 657.
- \*130. K l i m o n t o v i c h , Y. L., and K h o k h l o v , R. V.: «Contribution to the Theory of the Molecular Generator», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1957, **32**, p. 1150.
131. K l u c k , J. H., and L a r s o n , R. E.: «An S-Band Sweep Generator and Test Set», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1952, **8**, p. 823.
132. K o c h , B.: «Frequency Measurement in the Microwave Range», *Arch. tech. Messen*, 1952, **196**, p. 111.
133. K o c h , B.: «Frequency Stabilization in the Microwave Range», *Arch. tech. Messen*, 1952, **198**, pp. 155, 200 and 203.
- \*134. K o n t o r o v i c h , V. M.: «On the Use of Two Auxiliary Fields for Obtaining Emission Conditions in Quantum Mechanical Amplifiers and Generators», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1957, **33**, p. 4.
- \*135. K o n t o r o v i c h , V. M., and P r o k h o r o v , A. M.: «Nonlinear Effects of the Interaction of Resonance Fields in the Molecular Generator and Amplifier», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1957, **33**, p. 1428.
136. K r e b s , K.: «The Excitation of Cavity Resonators by Secondary-Electron Resonance Multiplication», *Z. Phys.*, 1959, **154**, p. 27.
137. K r e b s , K.: «Frequency Multiplication by Secondary Electrons in the Centimetre-Wavelength Range», *Z. Phys.*, 1959, **154**, p. 19.
138. L a m o n t , H. R. L.: «Frequency Stabilization by Microwave Absorption», *Physica*, 1951, **17**, p. 446.

139. Lamont, H.R.L., and Hickin, E. M.: «The Application of Molecular Resonance to Microwave Frequency Stabilization», *Brit. J. appl. Phys.*, 1952, **3**, p. 182.
140. Larson, R. E.: «S-Band Sweep Generator and Test Set», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1953, **12**, p. 116.
141. Lewis, F. D.: «Frequency and Time Standards», *Proc. I.R.E.*, 1955, **43**, p. 1046.
142. Lorentz, H. A., Einstein, A., Minkowski, H., and Weyl, H.: «The Principle of Relativity», (Methuen, London, 1923).
143. Lyons, H.: «Microwave Frequency Dividers», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 59.
144. Lyons, H.: «The Atomic Clock», *Instruments*, 1949, **22**, p. 133, and *Tech. News Bull. nat. Bur. Stand.*, 1949, **33**, p. 17.
145. Lyons, H.: «Microwave Spectroscopic Frequency and Time Standards», *Elect. Engng*, 1949, **68**, p. 251.
146. Lyons, H.: «Spectral Lines as Frequency Standards», *Ann. NY. Acad. Sci.*, 1952, **55**, p. 831.
147. Lyons, H.: «Microwave Frequency Standards», *Phys. Rev.*, 1948, **74**, p. 1203.
148. Lyons, H.: «Program for Atomic Frequency and Time Standards», *Proc. I.R.E.*, 1951, **39**, p. 208.
- \*149. Lyubimov, G. P.: «Polarization of a Molecular Beam by an Alternating Field with Variable Amplitude and Phase», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1957, **33**, p. 1396.
150. McCoubrey, A. O.: «The Atomichron — An Atomic Frequency Standard: Physical Foundations», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 1, p. 10.
151. Mackey, R. C., and Hershberger, W. D.: «Measurement and Control of Microwave Frequencies by Lower Radio Frequencies», *Trans. I.R.E.*, 1957, **MTT-5**, No. 1, p. 64.
152. Magid, M.: «Broad-Band Frequency Stabilization of a Reflex Klystron by Means of an External High-Q Cavity», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1957, pt 1, p. 208.
153. Mainberger, W. A.: «Primary Frequency Standard using Resonant Caesium», *Electronics*, 1958, **31**, November 7th, p. 80.
154. Mainberger, W. A., and Orenberg, A.: «The Atomichron — An Atomic Frequency Standard: Operation and Performance», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt. 1, p. 14.
155. Markowitz, W., Hall, R. G., Essen, L., and Parry, J. V. L.: «Frequency of Caesium in Terms of Ephemeris Time», *Phys. Rev. Lett.*, 1958, **1**, p. 105.
156. Marshall, W. F.: «Microwave Generator with Crystal Control», *Electronics*, 1951, **24**, November, p. 92.
157. Matsuura, K., Sugiura, Y., and Hatoyama, G. M.: «Frequency of the Ammonia (3.3) Line», *Phys. Rev.*, 1957, **106**, p. 607.
158. Michelson, A. A., and Morley, E. W.: «On the Relative Motion of the Earth and the Luminiferous Ether», *Amer. J. Sci.*, 1887, **34**, p. 333.
159. Miller, R. L.: «Fractional Frequency Generation Utilizing Regenerative Modulation», *Proc. I.R.E.*, 1939, **27**, p. 446.
160. Mitchell, A. M. J., Roots, K. G., and Phillips, G.: «Ammonia Maser Oscillator», *Electronic Technol.*, 1960, **37**, p. 136.
161. Mitchell, A. M. J., and Sandbach, E.: «Measurements of the Frequency of an Ammonia Maser in England and Australia», *Nature*, 1960, **185**, p. 833.
162. Montgomery, C. G.: «Technique of Microwave Measurements» (McGraw-Hill, New York, 1947).
163. Morrison, W. A.: «The Evolution of the Quartz Crystal Clock», *Bell Syst. tech. J.*, 1948, **27**, p. 510, and *Horological J.*, 1948, **90**, p. 274.

164. Muller, M. W.: «Noise in a Molecular Amplifier», *Phys.Rev.*, 1957, **106**, p. 8.
165. Niessen, K. F.: «Mean Frequency Stability of Cavity Resonators», *Physica*, 1942, **9**, p. 145.
166. Niessen, K. F.: «On the Frequency Stability of some Cavity Resonators in an Electrical Circuit», *Physica*, 1942, **9**, p. 539.
167. Norton, L. E.: «Coherent Spontaneous Microwave Emission by Pulsed Resonance Excitation», *Trans. I.R.E.*, 1957, **MTT-5**, No. 4, p. 262.
168. Norse, O.: «A Frequency Comparator using Electron and Proton Resonance in a Common Magnetic Field», *Nature*, 1957, **180**, p. 192.
- \*169. Osipov, B. D., and Prokhorov, A. M.: «Ammonia Absorption Line (3.3) as Standard for Measurement of Frequencies in the 5—20 Mc/s Band with Accuracy of  $10^{-6}$ », *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1955, **102**, p. 933.
170. Peter, M., and Strandberg, M. W. P.: «Phase Stabilization of Microwave Oscillators», *Proc. I.R.E.*, 1955, **43**, p. 869.
171. Peter, M., and Strandberg, M. W. P.: «Efficiency of Frequency Measurements with an Atomic Clock», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 92.
172. Pircher, G.: «Stabilization of Frequency with Microwave Discriminators», *Onde elect.*, 1951, **31**, p. 144.
173. Pound, R. V.: «Electronic Frequency Stabilization of Microwave Oscillators», *Rev. sci. Instrum.*, 1946, **17**, p. 490.
174. Pound, R. V.: «Frequency Stabilization of Microwave Oscillators», *Proc. I.R.E.*, 1947, **35**, p. 1405.
- \*175. Prokhorov, A. M.: «Molecular Amplifier and Generator for Submillimetre Waves», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1958, **34**, p. 1658.
- \*176. Prokhorov, A. M., and Barchukov, A. I.: «Method for Measurement of Absorption Coefficients by Microwave Spectroscopy», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1954, **26**, p. 761.
177. Quevedo, J.L. G. de, and Smith, W. V.: «Frequency Stabilization of Microwave Oscillators by Spectrum Lines: Part 2», *J. appl. Phys.*, 1948, **19**, p. 831.
178. Rabinowitz, S. J.: «Stabilization of Reflex Klystrons by High-Q External Cavities», *Trans. I.R.E.*, 1954, **MTT-2**, No. 3, p. 23.
179. Ramsey, N. F.: «A Molecular Beam Resonance Method with Separate Oscillating Fields», *Phys. Rev.*, 1950, **78**, p. 695.
180. Reder, F. H.: «Proposed Feasibility Study of Frequency Shift in Sealed Atomic Beam Frequency Standards», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 1656.
181. Richardson, J. M.: «Experimental Evaluation of the Oxygen Microwave-Absorption as a Possible Atomic Frequency-Standard», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 137.
182. Rideout, V. C.: «Automatic Frequency Control of Microwave Oscillators», *Proc. I.R.E.*, 1947, **35**, p. 767.
183. Rogers, J. D., Cox, H. L., and Braunschweiger, P. G.: «A Frequency Meter for Microwave Spectroscopy», *Rev. sci. Instrum.*, 1950, **21**, p. 1014.
184. Rudin, M., Shafer, R. E., and Baker, B. W.: «Dual-Cavity Microwave Discriminator», *Electronics*, 1959, **32**, January 16th, p. 74.
185. Ruder, L. J., and Wilson, A. E.: «The Microwave Frequency Standard», *Radio and Televis. News*, 1953, **49**, p. 5.
186. Saad, T. S.: «Double Compensated Tunable Cavity», *Trans. I.R.E.*, 1953, **MTT-1**, p. 25.
187. Scheibe, A.: «Pendulum, Quartz and Atomic Clocks as Time Standards», *Z. angew. Phys.*, 1953, **5**, p. 307.
188. Senitzky, I. R.: «Induced and Spontaneous Emission in a Coherent Field», *Phys. Rev.*, 1958, **111**, p. 3.
189. Shull, J. M.: «Frequency Multipliers and Converters for Measurement and Control», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1955, **14**, p. 86.

190. Sh a u l l, J. M.: «Wide Range Decade Frequency Generator», *Tele Tech Electronic Industr.*, 1950, **9**, p. 36.
191. Sh a u l l, J. M.: «Adjustment of High-Precision Frequency and Time Standards», *Proc. I.R.E.*, 1950, **38**, p. 6.
192. Sh e l t o n, E.: «Stabilization of Microwave Oscillators», *Trans. I.R.E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 30.
193. S h e r, N.: «A Two-Cavity Unilateral Maser Amplifier», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 1, p. 27.
194. S h i m o d a, K.: «Length of Coherent Microwaves Generated by an Electronic Oscillator», *J. Phys. Soc. (Japan)*, 1953, **8**, p. 131.
195. S h i m o d a, K.: «Precise Frequency of the 3.3. Inversion Line of Ammonia», *J. Phys. Soc. (Japan)*, 1957, **12**, p. 558.
196. S h i m o d a, K.: «Atomic Clocks and Frequency Standard on an Ammonia Line: Parts 1—3», *J. Phys. Soc. (Japan)*, 1954, **9**, pp. 378, and 558.
197. S h i m o d a, K., and W a n g, T. C.: «New Method for the Observation of Hyperfine Structure of NH<sub>3</sub> in a Maser Oscillator», *Rev. sci. Instrum.*, 1955, **26**, p. 1148.
198. S h i m o d a, K., W a n g, T. C., and T o w n e s, C. H.: «Further Aspects of the Theory of the Maser», *Phys. Rev.*, 1956, **102**, p. 1308.
199. S h i m o d a, K., T a k a h a s i, H., and T o w n e s, C. H.: «Fluctuations in Amplification of Quanta», *J. Phys. Soc. (Japan)*, 1957, **12**, p. 686.
200. S h i m o d a, K.: «Characteristics of the Beam-Type Maser: Part 1», *J. Phys. Soc. (Japan)*, 1957, **12**, p. 1006.
201. S h i m o d a, K.: «Characteristics of the Beam-Type Maser: Part 2», *J. Phys. Soc. (Japan)*, 1958, **13**, p. 939.
202. S i n g e r, J. R., and W a n g, S.: «General Analysis of Optical, Infrared and Microwave Maser Oscillator Emission», *Phys. Rev. Lett.*, 1961, **6**, p. 351.
203. S i n g e r, J. R.: «Proposal for a Tunable Millimeter Wave Molecular Oscillator and Amplifier», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 268.
204. S i n g e r, J. R.: «Masers» (Wiley, New York, 1959).
205. S i n g e r, S. F.: «Application of an Artificial Satellite to the Measurement of the General Relativistic Red Shift», *Phys. Rev.*, 1956, **104**, p. 11.
206. S m i t h, H. M.: «The Determination of Time and Frequency», *Proc. I.E.E.*, 1959, **98**, pt II, p. 143.
207. S m i t h, L. P., and S h u l m a n, C. I.: «Frequency Modulation and Control by Electron Beams», *Proc. I.R.E.*, 1947, **35**, p. 644.
208. S m i t h, W. V., Q u e v e d o, J. L. G. de, C a r t e r, R. L., and B e n n e t t, W. S.: «Frequency Stabilization of Microwave Oscillators by Spectrum Lines», *J. appl. Phys.*, 1947, **18**, p. 1112.
209. S o o y, W. R., V e r n o n, F. L., and M u n u s h i a n, J.: «A Microwave Meacham-Bridge Oscillator», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 3, p. 68.
210. S t e e l e, J. M.: «The Standard Frequency Monitor at the National Physical Laboratory», *Proc. I.E.E.*, 1955, **102A**, p. 155.
211. S t i t c h, M. L.: «Maser Amplifier Characteristics for Transmission and Reflection Cavities», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 782.
212. S t u a r t, R. W.: «A High Speed Digital Frequency Divider of Arbitrary Scale», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1954, pt 10, p. 52.
213. T a k a h a s h i, J., O g a w a, T., Y a m a n o, M., H i r a i, A., and T a k e y a m a, M.: «Stark-Modulation Atomic Clock», *Rev. sci. Instrum.*, 1956, **27**, p. 739.
214. T a l p e y, R. G., and G o l d b e r g, H.: «A Microwave Frequency Standard», *Proc. I.R.E.*, 1947, **35**, p. 965.
215. T h o m p s o n, M. C., and C a t e o r a, J. V.: «High-Order Harmonics for X-Band Oscillator Stabilization», *Rev. sci. Instrum.*, 1957, **28**, p. 656.

216. Thompson, M. C., Freethy, F. E., and Waters, D. M.: «Fabrication Techniques for Ceramic X-Band Cavity Resonators», *Rev. sci. Instrum.*, 1958, **29**, p. 865.
217. Townes, C. H.: «Recent Developments in the Measurement of Time», *Nuovo Cim.*, 1957, **5**, p. 222.
218. Townes, C. H.: «Atomic' Clocks and Frequency Stabilization on Microwave Spectral Lines», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 1365.
219. Townes, C. H.: «Comments on Frequency Pulling of Maser Oscillators», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 920.
220. Townes, C. H., and Schawlow, A. L.: «Microwave Spectroscopy» (McGraw-Hill, New York, 1955).
221. Traver, H. R., and Burroughs, F. L.: «Microwave Spectrum Analyzers», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1947, **6**, p. 35.
222. Travis, C.: «Automatic Frequency Control», *Proc. I.R.E.*, 1935, **23**, p. 120.
223. Troitskii, V. S.: «Theory of the Maser and Maser Fluctuations», *Soviet Physics — JETP*, 1958, **34**, p. 271.
224. Troup, G.: «Masers» (Methuen, London, 1959).
225. Tuller, W. G., Galloway, W. C., and Zaffarano, F. P.: «Recent Developments in Frequency Stabilization of Microwave Oscillators», *Proc. I.R.E.*, 1948, **36**, p. 794.
226. Turner, C. H. M.: «Frequency Discrimination and Stabilization of Square-Wave Modulated Microwave Transmissions», *Proc. I.E.E.*, 1954, **101**, pt IV, p. 61.
227. Twisleton, J. R. G.: «The Measurement of Magnetron Frequency Pulling», *Proc. I.E.E.*, 1957, **104C**, p. 8.
228. Tyson, O. A.: «Simplified Frequency Stabilization», *Proc. I.R.E.*, 1949, **37**, p. 1445.
229. Unterberger, R. R., and Smith, W. V.: «A Microwave Secondary Frequency Standard», *Rev. sci. Instrum.*, 1948, **19**, p. 580.
230. Vonbun, F. O.: «Proposed Method for Tuning a Maser Cavity», *Rev. sci. Instrum.*, 1958, **29**, p. 792.
231. Vonbun, F. O.: «Analysis of a Multipole State Separator and Focuser for Polarizable Molecules», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 632.
232. Wall, R. E., and Harrison, A. E.: «A Method of forming a Broad-Band Microwave Frequency Spectrum», *Trans. I.R.E.*, 1955, **MTT-3**, No. 1, p. 4.
233. Weber, J.: «Masers», *Rev. mod. Phys.*, 1959, **31**, p. 681.
234. Wells, W. H.: «Maser Oscillator with One Beam through Two Cavities», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 714.
235. Wheeler, M. S.: «Tunable Temperature-Compensated Reference Cavity», *Wireless Engr*, 1955, **32**, p. 201.
236. Wittke, J. P.: «Molecular Amplification and Generation of Microwaves», *Proc. I.R.E.*, 1957, **45**, p. 291.
237. Vilmaz, H.: «Two Maser Experiments to Test General Relativity», *Phys Rev. Lett.*, 1959, **3**, p. 320.
238. «Microwave Discriminator Circuit», *Electronic Engng*, 1949, **21**, p. 120.
239. «Molecules and Microwaves», *Electronic Radio Engr*, 1957, **34**, p. 254.
240. «The Atomic Clock», *Radio Electronics*, 1949, **20**, p. 74.
241. Helmer, J. C., Jacobus, F. B., and Sturrock, P. A.: «Focusing Molecular Beams of NH<sub>3</sub>», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 458.
242. Giordmaine, J. A., and Wang, T. C.: «Molecular Beam Formation by Long Parallel Tubes», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 463.
243. Hirono, M.: «Analysis of Focuser for Maser Oscillators», *J. Radio Res. Lab. (Tokyo)*, 1959, **6**, p. 515.
244. Badessa, R. S., Kent, R. L., Nowell, J. C., and Searle, C. L.: «A Doppler-Cancellation Technique for Determining the Altitude Dependence of Gravitational Red Shift in an Earth Satellite», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 758.
245. Newton, R. R.: «Applications of Doppler Measurements to Problems

- in Relativity, Space-Probe Tracking and Geodesy», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 754.
246. Hervé, J., Pescia, J., and Souza de, M.: «Frequency Stabilization of a High-Power Carcinotron», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1959, **249**, p. 1486.
  247. Adelsberger, V.: «Practical Decimetre-Wavelength Harmonic Generator», *Arch. elekt. Übertragung*, 1959, **13**, p. 152.
  248. Reder, F. H., and Winkler, G. M. R.: «Preliminary Flight Tests of an Atomic Clock in Preparation of Long-Range Clock Synchronization Experiments», *Nature*, 1960, **186**, p. 592.
  249. Essen, L., Parry, J. V. L., and Steele, J. M.: «Frequency Variations of Quartz Oscillators and the Earth's Rotation in Terms of the N. P. L. Caesium Standard», *Proc. I. E. E.*, 1960, **107B**, p. 229.
  250. Sooy, W. R., Vernon, F. L., and Munushian, J.: «A Microwave Meacham Bridge Oscillator», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 1297.
  251. Takahashi, I., Hashi, T., Yamoto, M., Yamamoto, M., Suzuki, S., and Makita, T.: «Maser Oscillation on 6—6 Line of  $N^{15}H_3$ », *J. Phys. Soc. Japan*, 1960, **15**, p. 531.
  252. Beehler, R. E., Mockler, R. C., and Snider, C. S.: «A Comparison of Atomic-Beam Frequency Standards», *Nature*, 1960, **187**, p. 681.
  253. McCoubrey, A. O.: «Results of the Comparison: Atomichron — British Caesium Beam Standard», *Trans. I.R.E.*, 1958, I-7, p. 203.
  254. Mockler, R. C., Salazar, H., Fey, L., Barnes, J., and Beehler, R.: «The Ammonia Maser as an Atomic Frequency and Time Standard», *Trans. I.R.E.*, 1958, I-7, p. 201.
  255. Plotkin, H. H., and Reder, F. H.: «Atomic Clocks and Microwave Amplification», *Phys. Today*, 1956, **9**, p. 44.
  256. Stitch, M. L., Robinson, N. O., and Silvey, W.: «Parametric Diodes in a Maser Phase-Locked Frequency Divider», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MTT-8**, p. 218.
  257. Singer, J. R.: «A New Automatic Frequency Regulation System», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MTT-8**, p. 249.
  258. Venkates, H. G., and Strandberg, M. W. P.: «Operating Characteristics of a Molecular-Beam Maser», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 396.
  259. Bergman, S. M.: «Submillimetre-Wave Maser», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 275.
  260. Seeger, G., and Stäblein, H. G.: «Errors in the Measurement of Pulse Frequency Spectra by Means of Stagger-Tuned Resonant Circuits», *Arch. elekt. Übertragung*, 1957, **11**, p. 325.
  261. Jung, P.: «Transistorized Frequency Stabilization for Reflex Klystrons used in Magnetic Resonance», *J. sci. Instrum.*, 1960, **37**, p. 372.
  262. Strandberg, M. W. P.: «Precise Specification of a Frequency», *Microwave J.*, 1960, **3**, August, p. 45.
  263. Barnes, F. S., and Maley, D.: «Beam Maser for 3 Millimetres uses Hydrogen Cyanide», *Electronics*, 1961, **34**, March 17th, p. 45.
  264. Vigoureux, P.: «Electrical Units and Standards», *Proc. I.E.E.*, 1960, **107B**, p. 235.
  265. Goldenberg, H. M., Kleppner, D., and Ramsey, N. F.: «Atomic Hydrogen Maser», *Phys. Rev. Lett.*, 1960, **5**, p. 361.
  266. Derr, V. E., Gallagher, J. J., Johnson, R. E., and Sheppard, A. P.: «Microwave Emission from an Optically Pumped Atomic System», *Phys. Rev. Lett.*, 1960, **5**, p. 316.
  267. Marcuse, D.: «Stimulated Emission from HCN Gas Maser observed at 88.6 kMc/s», *J. appl. Phys.*, 1961, **32**, p. 743.
  268. Altman, J. L.: «A Technique for Stabilizing Microwave Oscillators», *Trans. I. R.E.*, 1955, **MTT-2**, No 2, p. 16.
  269. Stephenson, J. G.: «Designing Stable Triode Microwave Oscillators», *Electronics*, 1955, **28**, March, p. 184.

270. Stinehelfer, H. E., and Vogler, J. G.: «Industrial Microwave Calibrator», *Electronics*, 1955, 28, June, p. 168.
- \* 271. Irisova, N. A., Zhabotinskiĭ, M. E., and Veselago, V. G.: «Stabilization of the Frequency of a 3-cm Klystron with the Aid of a Spectral Line», *Radiotekhnika*, 1955, 10, p. 26.
272. Sirkis, M. D., and Coleman, P. D.: «A Frequency Stabilized Microwave Oscillator using Readily Available Components», *Rev. sci. Instrum.*, 1954, 25, p. 401.
273. Oberg, H. J.: «Improvements in Frequency Stability of Cavity Resonators», *Telefunken Z.*, 1959, 32, p. 265.
274. Vonbun, F. O.: «Fused Silica Cavity for a Maser Oscillator», *Rev. sci. Instrum.*, 1960, 31, p. 900.
- \*275. Basov, N. G., and Oraevskii, A. N.: «The Absolute Stability of a Molecular Oscillator using a Beam of Ammonia Molecule», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, 4, p. 1185.
276. Sabari, Y., and Kobayashi, M.: «Characteristics of the Ammonia Beam Maser as an Atomic Frequency Standard», *J. Radio Res. Lab. (Tokyo)*, 1960, 12, p. 235.
277. Leibrecht, K.: «Frequency Modulation of a Pound Stabilized Oscillator», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1960, 250, p. 3302.
278. Zito, G.: «Microwave Generators for the I.E.N. Caesium Standard», *Bull. schweiz. elektrotech. Ver.*, 1960, 51, p. 1075.
- \*279. Basov, N. G., and Oravskii, A. N.: «Use of Slow Molecules in Molecular Generators», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1959, 37, p. 1068, and *Soviet Physics — JETP*, 1960, 37, p. 761.
280. Fulford, J. A.: «Line Breadths in the Ammonia Spectrum», *Nature*, 1960, 188, p. 1097.
281. Smith, M. J. A.: «Frequency Stabilization of Klystrons», *J. sci. Instrum.*, 1960, 37, p. 398.
282. Sheppard, A. P., Johnson, R. E., Gallagher, J. J., and Derr, V. E.: «Simplified Caesium Frequency Stabilizer», *Proc. I.R.E.*, 1961, 49, p. 377.
283. Goldman, S.: «Frequency Analysis, Modulation and Noise», (McGraw-Hill, New York, 1948).
284. Salzer, R. M., and Steinhoff, R.: «A New Method of Magnetron Tuning and Frequency Stabilization», *Internat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1961, 9, pt 3, p. 88.
285. Olivier, R., and Reverdin, D.: «O-Type Carcinotron Tubes and their Applications in U.H.F. Measurements», *Electrotech. Z.*, 1961, 82, p. 41.
286. Ginzton, E. L.: «Microwave Measurements» (McGraw-Hill, New York, 1957).
287. Moller, C.: «On the Possibility of Terrestrial Tests of the General Theory of Relativity», *Nuovo Cim.*, 1957, Series X, Sup. No. 6, p. 381.
288. Mockler, R. C., Beehler, R. E., and Snider, C. S.: «Atomic Beam Frequency Standards», *Trans. I.R.E.*, 1960, I-9, p. 120.
289. Carpenter, R. J., Beaty, E. C., Bender, P. L., Saito, S., and Stone, R. O.: «A Prototype Rubidium Vapour Frequency Standard», *Trans. I.R.E.*, 1960, I-9, p. 132.
290. Leeson, D. B., and Wienreb, S.: «Frequency Multiplication with Non-linear Capacitors—A Circuit Analysis», *Proc. I.R.E.*, 1959, 47, p. 2076.
291. Anderson, T. C., and Merrill, F. G.: «Crystal-Controlled Primary Frequency Standards: Latest Advances for Long-Term Stability», *Trans. I.R.E.*, 1960, I-9, p. 136.
292. Barnes, J. A., and Mockler, R. C.: «The Power Spectrum and its Importance in Precise Frequency Measurements», *Trans. I.R.E.*, 1960, I-9, p. 149.
293. Kleppner, D., Ramsey, N. F., and Fjelstadt, P.:

- «Broken Atomic Beam Resonance Experiment», *Phys. Rev. Lett.*, 1958, **1**, p. 232.
294. Shimoda, K.: «Characteristics of an Ammonia-Beam Maser», *J. Phys. Soc. Japan*, 1961, **16**, p. 1728.
295. Marcuse, D.: «Maser Oscillation Observed from HCN Maser at 88.6 kMc/s», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 1706.
296. Arditi, M.: «A Gas Cell 'Atomic Clock' as a High-Stability Frequency Standard», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MIL-4**, p. 25.
297. Pietzsch, E.: «An Arrangement for the Frequency Stabilization of a Klystron Oscillator», *Tech. Mitt. BRF*, 1961, **5**, p. 37.
298. Thaddeus, P., and Krisher, L. C.: «A Beam-Maser Spectrometer», *Rev. sci. Instrum.*, 1961, **32**, p. 1083.
299. Studd, A. C.: «A New Method of Stabilizing Microwave Oscillators», *Electronic Engng*, 1962, **34**, p. 36.
300. Windel, J.: «Arrangement for the Correction of Frequency Drifts in the Microwave Range», *Nachr. tech.*, 1961, **11**, p. 229.
301. McCoubrey, A. O.: «Frequency Control by Microwave Atomic Resonance», *Microwave J.*, 1961, **4**, November, p. 65.
302. Cade, C. M., and Elliott, A. T.: «A Crystal Harmonic Microwave Reference», *Brit. Commun. Electronics*, 1962, **9**, p. 202.
303. Narath, A., and Winn, W. D.: «Phase-Stabilized Klystron System and its Application to Microwave Spectroscopy and Microwave Frequency Standards», *Rev. sci. Instrum.*, 1962, **33**, p. 79.
304. Smith, M. J. A.: «Microwave Discriminator for the Frequency Stabilization of a Reflex Klystron», *J. sci. Instrum.*, 1962, **39**, p. 127.
305. Prins, J. de, et al.: «Double-Beam Masers as Primary Frequency Standards», *Helv. phys. Acta*, 1961, **34**, p. 428.
306. Chamberlain, J. R., Dams, H., and Kalra, S. N.: «A Microwave Phase Discriminator», *Proc. I.R.E.*, 1962, **50**, p. 481.
307. Dietrich, A. F.: «Simple Millimetre-Wave Frequency Standard», *Rev. sci. Instrum.*, 1962, **33**, p. 486.
308. Killpatrick, J., et al.: «Alignment Characteristics of a Helium-Neon Optical Maser», *Proc. I.R.E.*, 1962, **50**, p. 1521.
309. DeMaria, A. J., and Gagosz, R.: «Ultrasonic Feedback Modulation of an Optical Maser Oscillator», *Proc. I.R.E.*, 1962, **50**, p. 1522.
310. Devlin, G. E., «Composite Rod Optical Masers», *Appl. Optics*, 1962, **1**, p. 11.
311. Collins, R. J., and Kisliuk, P.: «Control of Population Inversion in Pulsed Optical Masers by Feedback Modulation», *J. appl. Phys.*, 1962, **33**, p. 2009.
312. Kleinman, D. A., and Kisliuk, P. P.: «Discrimination against Unwanted Orders in the Fabry — Pérot Resonator», *Bell Syst. tech. J.*, 1962, **41**, p. 453.
313. Fox, A. G., and Li, T.: «Resonant Modes in a Maser Interferometer», *Bell Syst. tech. J.*, 1962, **40**, p. 453.
314. Boyd, G. D., and Gordon, J. P.: «Confocal Multimode Resonator for Millimetre through Optical Wavelength Masers», *Bell Syst. tech. J.*, 1962, **40**, p. 489.
315. Boyd, G. D., Collins, R. J., Porto, S. P. S., and Yariv, A.: «Excitation, Relaxation, and Continuous Maser Action in the 2.613-micron Transition of  $\text{CaF}_2: \text{U}^{3+}$ », *Phys. Rev. Lett.*, 1962, **8**, p. 269.
316. Bass, M., «Optical Mixing», *Phys. Rev. Lett.*, 1962, **8**, p. 18.
317. Rubin, M. D.: «Power-Aperture and the Laser», *Proc. I.R.E.*, 1962, **50**, p. 471.
318. Kingston, R. H.: «Parametric Amplification and Oscillation at Optical Frequencies», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 472.
319. Shimoda, K.: «Threshold Condition of Masers for Higher Frequencies», *Appl. Optics*, 1962, **1**, p. 303.
320. Sugano, S.: «Spectroscopy for Solid-State Optical Masers», *Appl. Optics*, 1962, **1**, p. 295.

9. Барчуков А. И., Васильев Г. А., Жаботинский М. Е., Осипов Б. Д. Электромеханический стабилизатор частоты клистрона. «Радиотехника», 1955, т. 10, № 3, стр. 29.
13. Басов Н. Г., Веселаго В. Г., Жаботинский М. Е. Увеличение добротности объемного резонатора при помощи регенерации, ЖЭТФ, 1955, т. 28, вып. 2, стр. 242.
14. Басов Н. Г., Прохоров А. М. Теория молекулярного генератора и молекулярного усилителя мощности. ЖЭТФ, 1956, т. 30, вып. 30, стр. 560; ДАН СССР, 1955, т. 101, № 1, стр. 47.
15. Басов Н. Г. Молекулярный генератор. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, вып. 6, стр. 752.
16. Басов Н. Г., Прохоров А. М. О возможных методах получения активных молекул для молекулярного генератора. ЖЭТФ, 1955, т. 28, вып. 2, стр. 249.
17. Басов Н. Г., Прохоров А. М. Применение молекулярных пучков для радиоспектроскопического изучения вращательных спектров молекул. ЖЭТФ, 1954, т. 27, вып. 4, стр. 431.
18. Басов Н. Г., Прохоров А. М. Молекулярные генераторы и усилители. «Природа», 1958, № 7, стр. 24.
19. Базаров Е. Н., Жаботинский М. Е. Умножение частоты на отражательном клистроне. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, вып. 9, стр. 1292.
82. Файн В. М. Изучение молекул в присутствии сильного высокочастотного поля. ЖЭТФ, 1955, т. 29, вып. 6, стр. 878.
127. Хохлов Р. В. Об одном случае взаимной синхронизации отражательных клистронов. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, вып. 1.
128. Хохлов Р. В. О захватывании молекулярного генератора малой внешней силой. «Радиотехника и электроника», 1958, т. 3, вып. 4, стр. 566.
130. Климентович Ю. Л., Хохлов Р. В. К теории молекулярного генератора. ЖЭТФ, 1957, т. 32, вып. 5, стр. 1150.
134. Конторович В. М. О применении двух вспомогательных полей для получения эмиссионных состояний в квантовомеханических усилителях и генераторах. ЖЭТФ, 1957, т. 33, вып. 4, стр. 1064.
135. Конторович В. М., Прохоров А. М. О нелинейных эффектах взаимодействия резонансных полей в молекулярном генераторе и усилителе. ЖЭТФ, 1957, т. 33, вып. 6, стр. 1428.
149. Любимов Г. И., Хохлов Р. В. О поляризации молекулярного пучка переменным полем с изменяющимися амплитудой и фазой. ЖЭТФ, 1957, т. 33, вып. 6, стр. 1396.
169. Осипов Б. Д., Прохоров А. М. Линия поглощения аммиака (3,3) как эталон для измерения частот в диапазоне 5—20 Мгц с точностью  $10^{-6}$ . ДАН СССР, 1955, т. 102, № 5, стр. 933.
175. Прохоров А. М. О молекулярном усилителе и генераторе на субмиллиметровых волнах. ЖЭТФ, 1958, т. 34, вып. 6, стр. 1658.
176. Прохоров А. М., Барчуков А. И. Метод измерения коэффициентов поглощения в микроволновой радиоспектроскопии. ЖЭТФ, 1954, т. 26, вып. 6, стр. 761.
271. Ирисова Н. А., Жаботинский М. Е., Веселаго В. Г. Стабилизация частоты трехсантиметрового клистрона с помощью спектральной линии. «Радиотехника», 1955, т. 10, № 4, стр. 26.
275. Басов Н. Г., Ораевский А. Н. Об абсолютной стабильности молекулярного генератора, использующего пучок молекул аммиака. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, вып. 7, стр. 1185.
279. Басов Н. Г., Ораевский А. Н. Применение медленных молекул в молекулярных генераторах. ЖЭТФ, 1959, т. 37, вып. 10, стр. 1068.

## ГЛАВА 20

# ВЫСОКОЧАСТОТНОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ, БИОЛОГИИ И МЕДИЦИНЕ

### 20.1. СВОЙСТВА ЖИВЫХ ТКАНЕЙ

#### 20.1.1. Диэлектрические свойства

Проникновение электромагнитной энергии в различные тела определяется свойствами вещества, а также частотой и другими характеристиками падающей волны. Такое регулируемое проникновение служит основой применений СВЧ излучения [49] в промышленности, биологии и медицине. Явления, наблюдаемые при воздействии сверхвысоких частот, имеют в основном тепловой характер, при этом они существенно зависят от дисперсии диэлектрической проницаемости и проводимости, рассмотренной в разд. 6.2. С другой стороны, наблюдаются явления, существенным образом связанные с частотой излучения. В этих случаях играет роль молекулярная структура, которая может быть изучена методами электронного резонанса, как это описано в разд. 7.3.

Методы измерений [82, 86], используемые при изучении диэлектрических свойств живых тканей, и полученные результаты во многих отношениях такие же, как и для обычных веществ. Например, диэлектрическая постоянная крови, как и следовало ожидать, из-за большого содержания в ней воды определяется свойствами последней [23, 78, 87]. Результаты измерений в диапазонах 3,0—23,6 Гц [34, 35] и 1,78—4,63 Гц [21] для таких тканей, как кожа, мускулы, кости и жировые образования, удовлетворяют [22] соотношениям Дебая.

В табл. 20.1 приведены типичные данные, полученные посредством измерений [50, 89, 97], проведенных на различных тканях человеческого организма в диапазоне частот 0,2—10,0 Гц. Различные

в свойствах отчасти обусловлено наличием [48] молекул протенна. Температурный коэффициент сопротивления, изменяющийся с частотой, всегда отрицателен и мало отличается от соответствующего значения для раствора поваренной соли. Температурный коэффициент диэлектрической проницаемости положителен при низких частотах, а с ростом частоты проходит через нуль и становится отрицательным.

Таблица 20.1

Свойства различных тканей при 27°С

Ткань	● относительная диэлектрическая проницаемость на частотах		Проводимость (ммо/см) на частотах	
	0,4 Гц	1 Гц	0,4 Гц	1 Гц
Мускулы . . . . .	54—56	54—57	9,5—10,0	12,0—12,7
Печень . . . . .	46—53	50—51	6,7—8,3	9,1—9,6
Легкие . . . . .	36	—	6,1	—
Кровь . . . . .	64	63—67	11,0	12,8—14,2
0,9% NaCl . . . . .	74	77	17,3	18,5
Жир . . . . .	4—7	—	0,7—0,8	—

Свойства мускулов, жира и кожи из-за большого значения в медицине исследовались в широком диапазоне частот [21, 34, 93]; типичные результаты для диэлектрической проницаемости и проводимости приведены в табл. 20.2. «Влажный» жир (жир с повышенным содержанием воды) характерен для жировых образований у лошади, а «сухой» жир по своим свойствам ближе к свиному; параметры жира в человеческом организме являются промежуточными. Диэлектрическая проницаемость влажного жира в малой степени зависит от температуры, но проводимость по сравнению со значением при 37°С удваивается при 50°С и уменьшается в 2 раза при 20°С.

Таблица 20.2

Диэлектрическая проницаемость и проводимость тканей при 37°С

Частота, Гц	Мускулы		Влажный жир		Сухой жир		Кожа	
	ε	σ, ммо/см	ε	σ, ммо/см	ε	σ, ммо/см	ε	σ, ммо/см
0,15	66	10	7,6	0,66	3,8	0,33	63	8
0,4	58	10	6,8	0,78	3,4	0,39	47	9
0,9	54	11	6,1	0,91	3,1	0,45	44	10
3,0	54	22	4,4	1,18	2,2	0,59	41	21
10,0	45	125	3,3	2,63	1,7	1,31	34	82

## 20.1.2. Методы парамагнитного резонанса

Методы электронного резонанса [62] нашли применение в биологических и медицинских исследованиях, так как они упрощают исследование реакций со свободными радикалами, которые часто тесно связаны с процессом обмена веществ и биохимическими процессами [6, 7, 8, 104].

Наличие воды приводит к значительному нерезонансному поглощению, и поэтому исследуемые образцы обычно заключаются в трубки диаметром около 1 мм. Другой способ состоит в вымораживании воды, при этом приходится заботиться о том, чтобы не нарушались важные химические связи и не образовывались радикалы. Коммонер, Таунсенд и Пейк [18] исследовали, например, содержание свободных радикалов в живых тканях, и полученные ими результаты приведены в табл. 20.3. Было показано, что свободные радикалы связаны с протеиновыми компонентами и что их концентрация больше в тканях, участвующих в обмене веществ. Концентрация в листьях может быть увеличена при облучении светом.

Т а б л и ц а 20.3  
Концентрация свободных радикалов в тканях

Ткань	Концентрация (сухой вес), моль/г. $\cdot 10^{-8}$
Никотиновый табак, лист . . . . .	65
Капуста, лист . . . . .	180
Ячмень, лист . . . . .	25
Дигиталис (наперстянка), проросшие семена . . . . .	10
Морковь, корень . . . . .	8
Кролик, мускулы . . . . .	20
Лягушка, икра . . . . .	200
Дрозфила, в целом . . . . .	4

Было постулировано [72] участие свободных радикалов в канцерогенных (ракообразующих) процессах и предполагалось, что активность некоторых структур с большими кольцами определяется их способностью образовывать свободные радикалы с отрицательными ионами и слабыми восстановителями. Наоборот, неканцерогенные углеводы, например нафталин, требуют сильных восстановителей для образования таких радикалов. Таким образом, канцерогенная активность может быть измерена путем сравнения концентраций свободных радикалов в здоровых и раковых тканях. Например, только что образовавшийся табачный дым имеет [67] относительно высокую концентрацию как активных, так и устойчивых свободных радикалов, которые как каждый в отдельности, так и вместе могут являться раковыми агентами.

Свободные радикалы, по-видимому, участвуют в ферментативных реакциях, детали которых могут быть исследованы методом парамагнитного резонанса. Много общих свойств с основными биологическими молекулами имеют фталоцианины: это большие плоские молекулы, которые могут находиться в промежуточном переходном состоянии окисления.

Экспериментальное изучение показало [41], что это переходное состояние дает узкую резонансную линию с множителем  $g$ , как спина свободного электрона. Это указывает на то, что при процессах окисления в замкнутую систему включаются подвижные электроны, и в некоторых случаях увеличение и уменьшение числа молекул в промежуточном состоянии можно проследить на экране осциллографа спектрометра.

Важный в биологическом отношении переход ферригемоглобина в метастабильное состояние при окислении был детально изучен [43, 44] методами электронного резонанса. Фактически такие исследования различных производных гемоглобина позволяют не только определить орбиты электронов, участвующих в связях, но и дают детальную информацию о происходящих процессах. Узкая яркая линия с множителем  $g = 2,003$  получена при окислении метамоглобина или метмиоглобина перекисью водорода. Изменение связей атома железа при образовании перекисных соединений хорошо видно при наблюдениях [3, 61] резонанса в метмиоглобине с  $g = 6,0$ . Уменьшение интенсивности линии [45] во время процесса окисления указывает на переход ионной связи в ковалентную.

Кинетические исследования установили важную роль свободных радикалов в процессе фотосинтеза. В одном из опытов [19] водная суспензия хлоропласта помещалась в объемный резонатор, освещавшийся лампой с вольфрамовой нитью накала; под влиянием света концентрация свободных радикалов возрастала в шесть раз. Результаты исследований [101] при различных температурах указывают на более длительное время спада при  $-140^{\circ}\text{C}$ , а коррелирование [103] люминесцентных и электронно-резонансных измерений показывает, что реакция фотосинтеза обусловлена механизмом захватывания электронов и образования дырок, как в полупроводниках.

Электронный резонанс дает в руки исследователей прямой чувствительный метод изучения разрушения живых тканей при облучении рентгеновскими или  $\gamma$ -лучами. Импульсная техника позволяет исследовать динамические режимы. Результаты экспериментов [47] показали, что спектры цистина, волос, ногтей и кожи одинаковы. Эти же методы могут быть использованы [60, 98] при исследованиях протеина и таких металлов, используемых для трассирования, как марганец и медь. Опыты на животных [100] показали, что используемые для трассирования такие парамагнитные материалы, как соли железа, никеля или хрома, позволяют измерить поток крови. В этом методе используется определение времени спин-решеточной релаксации после поступления насыщающего импульса. Скорость

потока оценивается по относительным амплитудам затухающего сигнала, полученным при наличии и отсутствии тока крови, если известно расстояние от места инъекции. Этот способ является безопасным и может быть использован при исследованиях человеческого организма.

## 20.2. ПРОМЫШЛЕННЫЕ МЕТОДЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО НАГРЕВА

### 20.2.1. Применяемые методы

Было разработано много методов нагрева на базе использования диэлектрических потерь, происходящих в большинстве веществ на частотах дециметрового и сантиметрового диапазонов [46, 64, 69, 85, 113]. Характерным преимуществом нагрева диэлектрика является возможность произвести быстрый и равномерный прогрев всего объема вещества. Общая энергия, поглощаемая диэлектриком, равна

$$P_s = 2,78 \cdot 10^{-11} f E_1^2 V_s \epsilon'' \quad (20.1)$$

и поэтому для увеличения скорости нагрева данного вещества необходимо увеличить напряженность или частоту приложенного поля. Напряженность поля удобно регулировать, но она не может быть увеличена выше предела, определяемого образованием дугового разряда между электродами и нагреваемым изделием. Этот предел сильно зависит от вида материала; в веществах, дискретных по природе, концентрация поля в местах контактов приводит к локальному выгоранию при сравнительно малых уровнях мощности.

Уравнение (20.1) показывает, что при постоянной мощности нагрев пропорционален частоте, которую поэтому по возможности следует увеличивать. Для многих веществ это дает дополнительное преимущество из-за увеличения  $\epsilon''$  с частотой. Установки для нагрева диэлектрика довольно трудно экранировать, и поэтому рабочая частота должна лежать в диапазонах, где уровень паразитного излучения имеет допустимое значение; применяемые в США полосы частот приведены в табл. 20.4. Для этих диапазонов имеются [84, 112] электронные лампы, но наибольшая мощность незатухающих колебаний может быть получена с помощью магнетронов [73, 74, 75]. Типичными значениями выходной мощности является 5 квт на 0,915 Гц и 2 квт на 2,45 Гц, но с экспериментальными лампами получены большие величины. В качестве выходной передающей линии в зависимости от частоты и мощности применяется коаксиальная линия или волновод.

Таблица 20.4

#### Установленные в США частоты для нагрева диэлектрика

Средняя частота, Гц	0,915	2,45	5,85	10,6	18,0
Допустимое отклонение, Мгц	±25	±50	±75	±100	±150

В каждом случае необходимо выбрать подходящую рабочую частоту. В веществах с очень большими потерями напряженность поля быстро спадает с глубиной, и поэтому центральная часть большого объема будет прогреваться незначительно. Коэффициент затухания равен

$$\alpha = \pi \varepsilon'' / (\lambda \sqrt{\varepsilon'}), \quad (20.2)$$

и, например, в веществе с  $\varepsilon' = 28$  и  $\varepsilon'' = 5,6$  на частоте  $0,915 \text{ ГГц}$  плотность энергии излучения на глубине  $2,5 \text{ см}$  составляет  $61\%$  от своего поверхностного значения.

Многие вещества, подвергаемые нагреву на сверхвысоких частотах, обладают сравнительно небольшими диэлектрическими потерями, и для увеличения эффективности использования мощности их необходимо помещать в резонансные структуры. Возможные пространственные вариации электрического поля накладывают ограничения на размеры и место расположения объектов, которые должны быть прогреты равномерно. Так, при колебаниях вида  $\text{TM}_{010}$  в цилиндрическом резонаторе скорость нагрева постоянна в осевом направлении, но ее величина превышает  $90\%$  от максимального значения только в области, заключенной внутри радиуса  $0,07\lambda$ . Например, диаметр пластического материала с  $\varepsilon = 4$ , нагреваемого на частоте  $0,915 \text{ ГГц}$ , для выполнения этого условия не должен превышать  $2,3 \text{ см}$ .

Часто в условиях производства требуется прогреть диэлектрик неравномерно: в одних случаях это связано с необходимостью получения существенно однородного нарастания температуры, а в других более экономично сконцентрировать тепло в отдельных местах. Скорость нагрева пропорциональна теплоемкости, а чем равномернее нагрев, тем, конечно, однороднее распределение температур. Так как диэлектрическая постоянная и тангенс угла потерь различных материалов, состоящих из сложных или неоднородных диэлектриков, зависят от частоты по-разному, то иногда можно подобрать частоту, обеспечивающую значительное увеличение неоднородности нарастания температуры. Относительная скорость нагрева и нарастание температуры может регулироваться также выбором вида приложения электрического поля и, если необходимо, путем относительного поворота или перемещения диэлектрического образца.

### 20.2.2. Частные приложения

Высокочастотный нагрев был использован [64] при склеивании фанеры. Для этого необходим клей, схватывающийся при нагревании и быстро полимеризующийся при низких температурах. В коаксиальном устройстве, показанном на рис. 20.1,а, электрическое поле параллельно склеиваемой поверхности, причем клей прогревается сильнее фанеры, так как его диэлектрическая проницаемость больше. Для быстрого прогревания клея при удобных размерах системы СВЧ подходящим является диапазон частот  $1\text{—}6 \text{ ГГц}$ .

Более громоздкие деревянные детали могут быть склеены при помощи электромагнитного рупора, направляющего излучение в требуемое место, как это показано на рис. 20.1,б. Для деталей с обычными размерами пригодны частоты от 1 до 3 Гц. С помощью соответствующих отражателей или линз пучок можно сделать сходящимся к минимальному диаметру около половины длины волны. Таким образом можно обеспечить концентрированный прогрев внутренних частей нагрузки, недоступных для приложения электродов. Поверхностные отражения могут быть сведены до минимума одним из способов согласования, описанных в разд. 13.3.1.

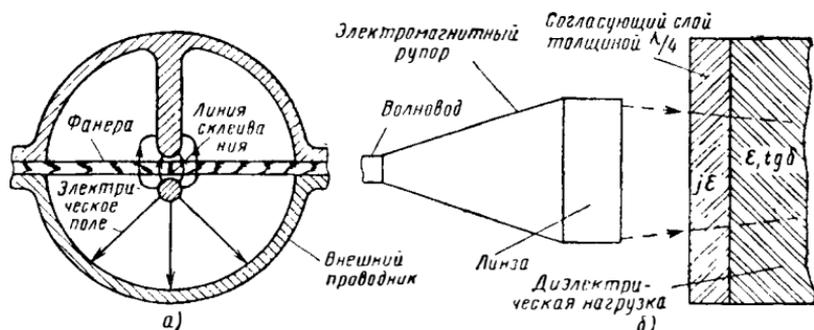


Рис. 20.1. Методы склеивания дерева нагревом диэлектрика:  
 а — склейка фанеры встык; б — нагрев пучком, сфокусированным рупором.  
 (См. [64].)

Если электроды нагревающей системы расположены с разных сторон от тонкой диэлектрической пленки, то электрическое поле, а отсюда и скорость нагрева ограничены напряжением пробоя неизбежного в таких случаях воздушного зазора. Для получения максимального электрического поля в диэлектрической пленке при заданной общей падающей и запасенной мощностях расстояние между электродами для уменьшения воздушного промежутка должно быть сведено к минимуму, однако такая система с малым полным сопротивлением неудобна для передачи мощности.

При прогреве с использованием краевого поля [40], показанного на рис. 20.2, а, электрическое поле в воздухе занимает больший объем с малой напряженностью, а в диэлектрической пленке оно концентрируется и имеет значительную напряженность; это поле распространяется почти по всей длине пленки, в результате чего полное сопротивление получается большим. На рис. 20.2,б показан сложенный в несколько раз волновод, по центру широкой стороны которого сделан продольный разрез. Нити или полоски, проходя через эти прорезы, будут находиться в области максимального электрического поля. Энергия, распространяющаяся вдоль волновода, непрерывно затухает, но средний нагрев каждой нити будет приблизительно одинаковым. Если волновод достаточно длинный, то только незначи-

тельная часть входной мощности достигнет выхода, так что согласование будет мало зависеть от изменения нагрузки.

Энергия сверхвысоких частот является удобным средством для разогрева и для приготовления пищи [25]. С этой точки зрения обычные пищевые продукты представляют собой диэлектрическую нагрузку с малой электрической прочностью и переменными диэлектрической проницаемостью и тангенсом угла потерь. Довольно равномерный нагрев получается на частотах 1—3 Гц вследствие изменения диэлектрических свойств с частотой. При более высо-

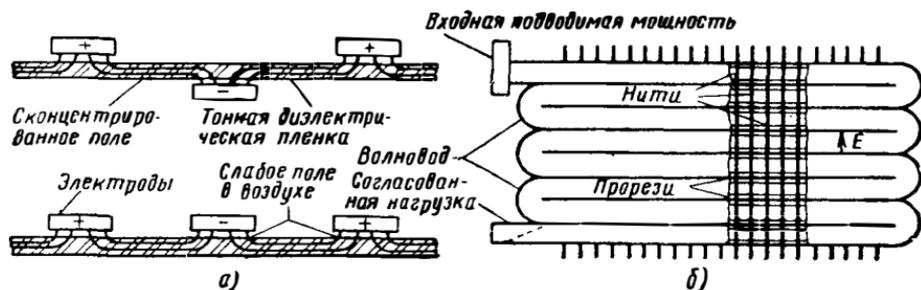


Рис. 20.2. Нагрев тонких пленок и нитей:

а — разновидность нагрева тонких пленок краевым полем; б — нагрев нитей и полосок в волноводе (См. [40].)

ких частотах глубина проникновения поля в пищевые продукты мала, тогда как на более низких частотах пробой диэлектрика ограничивает подводимую мощность.

На частоте 3 Гц равномерный нагрев и согласование различных комбинаций пищевых продуктов были достигнуты с помощью направленного излучения. Рефлекторы, которые используются для направления высокочастотной мощности внутрь продуктов со всех сторон, что компенсирует плохое проникновение, располагаются по возможности дальше от излучающего рупора, чтобы предотвратить возвращение к нему излучения, непоглощенного при многократном прохождении сквозь продукты. Для экранировки вся система может быть помещена в металлический ящик, в котором для наблюдения сделаны дверцы из металлической сетки. На частоте 1 Гц для эффективной концентрации тепловой энергии необходимы резонаторные системы.

Чтобы полностью использовать преимущества быстрого нагрева диэлектрическими методами, приготовляемая пища должна быть предварительно подготовлена. Так, например, необходимо избежать быстрого нагрева замороженных продуктов [70], поскольку увеличение тангенса угла потерь и диэлектрической проницаемости при таянии приводит к интенсивному местному перегреву. Время оттаивания и нагревания уменьшается с 15 мин при обычных методах приготовления до 1 мин. Дополнительное нагревание поверхности [26] и получение поджаристой корки может быть обеспечено путем раз-

мещения в непосредственной близости пластины [64] из материала с большими потерями, которая нагревается до значительно более высоких температур. Мощность типичной высокочастотной печи на 2,45 Гц составляет 0,8—1,6 квт. При приготовлении пищи продукты размещаются на стеклянном, фарфоровом, пластмассовом, бумажном или металлическом блюде. Исследования показали, что при сверхвысокочастотных методах приготовления пищи в продуктах лучше сохраняются витамины и естественные соки.

## 20.3. ОБЛУЧЕНИЕ В ИНТЕНСИВНОМ ПОЛЕ

### 20.3.1. Ткани с кровеносными сосудами

Облучение в сверхвысокочастотном интенсивном поле живых тканей приводит к изменению их свойств. Эксперименты [53] показали, что эти изменения, вероятно, связаны с тепловыми последствиями поглощения излучения. Для изучения этих изменений живые ткани можно разделить на два класса [108]: ткани, содержащие кровеносные сосуды, и ткани, которые их не содержат.

При соответствующем регулировании выходной мощности генератора сверхвысоких частот и продолжительности облучения различные ткани бедра собаки могут быть нагреты практически до любой температуры. Температура тканей начинает расти сразу же при поступлении к ним сверхвысокочастотной энергии. Нарастание продолжается приблизительно 20 мин, после чего температура начинает падать. Измерения потока крови в бедре собаки показывают резкое увеличение потока одновременно с понижением температуры. Это увеличение потока действует как механизм поглощения тепла [80].

Аналогичные эффекты наблюдались [42] в человеческом организме: при увеличении температуры тканей возрастает поток крови, который препятствует развитию слишком высокой температуры. Механизм нагревания человеческих тканей сверхвысокочастотным излучением подробно исследовался [9, 76] при помощи импульсного источника в диапазоне 3 Гц. Результаты измерений были проанализированы [20] и сопоставлены с соответствующими диэлектрическими проницаемостями и теплопроводностями тканей. Помещение металла в ткани приводит к образованию стоячих волн и вследствие этого [37] к локальному повышению температуры.

В медицинской диатермии [52, 130] используются благотворные последствия управляемых тепловых явлений: оптимальная частота для обычных тканей лежит [97] в ультравысокочастотном диапазоне. Исследовались [91] вариации между измеряемыми и биологически эффективными дозами и сравнивались [77] температуры при сверхвысокочастотном и коротковолновом облучении. Изучались изменения в крови крысы при сверхвысокочастотной диатермии [56, 57, 120]. Когда температура ткани превышала некоторый предел, то имели место необратимые изменения; простейшим примером является коагуляция альбумина яйца.

Характеристики теплового обмена у животных показаны схематично на рис. 20.3,а. Ось ординат соответствует нормальной температуре, вправо температура растет, выше оси абсцисс отложено количество тепла, выделяющееся при обмене веществ, а ниже оси — потери тепла. Результирующая кривая показывает, что при нормальной температуре механизм обмена устанавливает равновесие, а при высокой температуре количество тепла в организме начинает увеличиваться и животное умирает. Проводилось экспериментальное изучение [33] характеристик обмена тепла у животных на частоте 3 Гц. Исследовалось поглощение электромагнитной энергии,

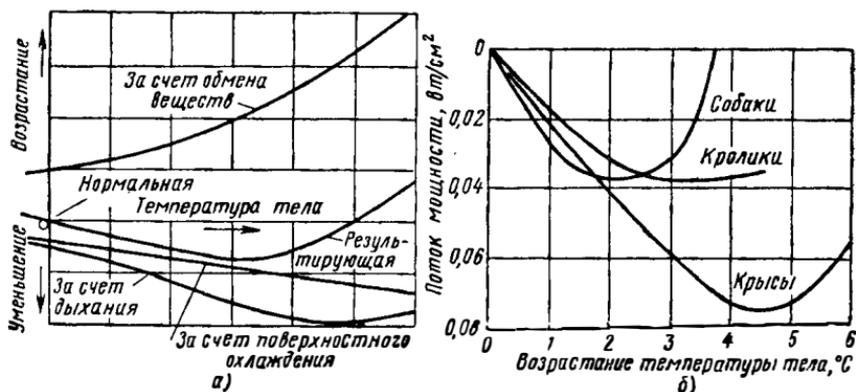


Рис. 20.3. Характеристики теплового обмена у животных:

а — качественные закономерности теплового обмена в произвольных единицах; б — результаты измерений на животных при частоте 3 Гц. (См. [33].)

способность животных поглощать тепло при повышенной температуре тела и соотношение между напряженностью поля и увеличением температуры тела. Три разновидности животных (крысы, кролики и собаки) облучались импульсным источником через рупорную антенну. Облучение производилось в экранированном помещении, облицованном поглощающим материалом, что соответствовало условиям, близким к свободному пространству.

На рис. 20.3,б приведены усредненные результаты возрастания температуры тела выше нормальной в зависимости от потока мощности сверхвысоких частот, требуемого для поддержания этого возрастания. В этом случае мощность сверхвысоких частот служит дополнительным источником тепла, необходимым для того, чтобы сделать равным нулю общий тепловой баланс, или, другими словами, поддерживать температуру тела постоянной. Поэтому величина мощности сверхвысоких частот характеризует скорость, с которой животное теряло бы тепло без этого источника или способность к рассеянию тепла. Среднее поглощение каждой разновидностью составляло 40% мощности в геометрическом профиле животного, а способность к рассеянию тепла была такой, что при повышении температуры тела на  $1^\circ$  рассеивался поток в  $0,025 \text{ вт/см}^2$ .

В других экспериментах [63] облучалась мышь потоком мощности 0,05—0,5  $\text{вт/см}^2$  с частотой 10 Гц. Температура животного увеличивалась со скоростью, пропорциональной потоку мощности, и при достижении температуры 44,1° С в 50% случаев наступала смерть: эта температура на 6,7° С выше нормальной температуры тела. Приведенные результаты были объяснены калориметрическими соображениями, при которых предполагалось, что животное одновременно согревается и охлаждается.

### 20.3.2. Ткани без кровеносных сосудов

Отсутствие кровеносных сосудов в некоторых частях тела делает их особенно уязвимыми к облучению сверхвысокими частотами: в этом случае тепло может поглощаться только окружающими сосудистыми тканями, к которым оно поступает за счет теплопроводности. Это в частности справедливо для тканей глаза и таких полых внутренних органов, как желчный пузырь, мочевого пузыря и желудочно-кишечный тракт. В этих органах имеется малое количество кровеносных сосудов и у них почти отсутствует эффективный механизм регулирования температуры.

Было исследовано воздействие облучения сверхвысоких частот на кости и костный мозг собаки и человека [36, 58]. В результате облучения семенников может наступить временное или постоянное бесплодие [59, 115]. Повреждение половых тканей надо рассматривать особо, так как некоторые генетики считают, что небольшие дозы облучения не приводят к каким-либо физиологическим нарушениям, в то же время могут вызвать мутации генов, которые остаются скрытыми в течение нескольких поколений [71]. В табл. 20.5 приведены [53] изменения температуры кролика в различных органах с малым количеством кровеносных сосудов в функции времени от начала облучения на частоте 2,45 Гц.

Таблица 20.5

Температурные изменения

Название органа	Время облучения, мин					
	1	2	3	10	20	30
	° С	° С	° С	° С	° С	° С
Кишечник . . . . .	+4,2	—	+14,4	+29,5	+38,5	+42,9
Желудок . . . . .	+1,8	+3,4	+5,4	—	+19,2	+23,1
Желчный пузырь . . . . .	—	+0,1	+0,3	+1,8	+4,0	+6,3
Мочевой пузырь . . . . .	+1,3	+2,1	+3,0	+5,6	—	+9,7
Прямая кишка . . . . .	+0,1	—	—0,1	+0,2	—	+0,8
Полость рта . . . . .	—0,2	—	—0,2	—0,5	—0,9	—1,2

Полученные результаты указывают на ограничение роста температуры полости рта и прямой кишки, которая остается почти

постоянной, что указывает на губительность увеличения температуры в тканях с малым количеством кровеносных сосудов. При облучении головы неизбежно наступала смерть, если температура мозга повышалась на  $6^{\circ}\text{C}$ .

Образование [28, 30, 79] помутнений в глазах животных является важным биологическим эффектом сверхвысокочастотного облучения. Хотя эксперименты проводились [81] на частоте  $10\text{ Гц}$ , но в большинстве работ использовалось стандартное диатермическое оборудование, рассчитанное на частоту  $2,45\text{ Гц}$ . Было исследовано влияние

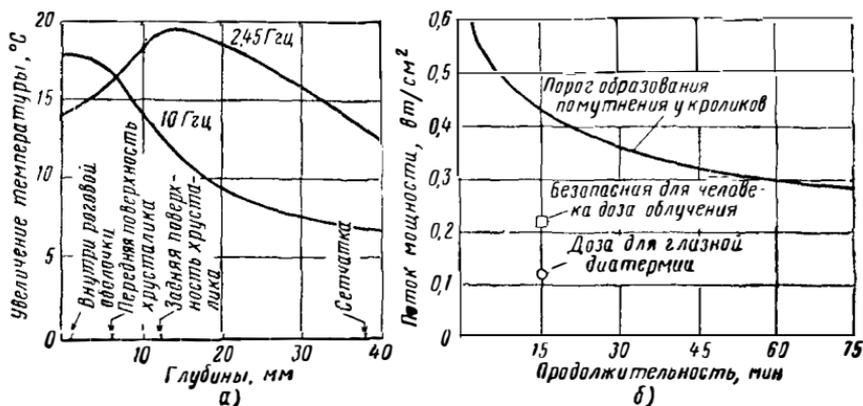


Рис. 20.4. Влияние сверхвысокочастотного облучения на глаза:  
 а — распределение температуры; б — образование помутнений при частоте  $2,45\text{ Гц}$ .  
 (См. [15, 107].)

облучения на температуру тканей глазной впадины, водянистой влаги в камере глаза и стекловидного тела у собак и кроликов [31, 106]. В большинстве случаев температура водянистой влаги и стекловидного тела после облучения была значительно выше, чем у глубоко лежащих тканей глазной впадины. Так как в стекловидном теле и водянистой влаге в камере глаза совсем нет кровеносных сосудов, то было показано, что быстрое охлаждение обусловлено циркуляцией крови в близлежащих сосудистых тканях.

Большинство экспериментов ставилось [2, 13, 51, 83] на кроликах, поскольку их глаза по своим размерам и форме мало отличаются от человеческих. В одном из опытов катаракта (помутнение хрусталика глаза) развилась после  $10\text{ мин}$  облучения мощностью в  $100\text{ вт}$  на частоте  $2,45\text{ Гц}$ . На рис. 20.4, а показаны результаты измерений температуры внутри глазного яблока при облучении двумя различными частотами диапазона СВЧ. На частоте  $2,45\text{ Гц}$  наибольшая температура возникла около задней поверхности хрусталика, который состоит из протеина, легко повреждаемого при нагревании. Этот рисунок объясняет образование катаракты при облучении на частоте  $2,45\text{ Гц}$  и помутнений роговой оболочки и переднего сегмента хрусталика при частоте  $10\text{ Гц}$ .

В другой серии опытов [107] продолжительность и поток энергии облучения варьировались в пределах от 3,5 мин при 0,59  $\text{вт/см}^2$  до 90 мин при 0,24  $\text{вт/см}^2$ . Главным образом наблюдались повреждения хрусталика, которые можно разделить на три группы: а) минимальные помутнения в виде небольших черных точек, не приносящие ущерба зрению, б) повсеместное помутнение, приводящее к частичной потере зрения и состоящее из расплывчатой дуги с темной границей, по форме напоминающей лучи, и в) значительные помутнения с полной потерей зрения, включающие большие районы периферических полукругов, плотные линейные отростки и вакуоли. Все виды помутнений хрусталика наступали в течение 14 дней после облучения, причем степень повреждения обратно пропорциональна времени их появления. Результаты иллюстрируются на рис. 20.4, б, где кривая, проведенная через экспериментальные точки, является пределом, выше которого почти наверное наступает помутнение хрусталика. На чрезвычайно высокую восприимчивость глаза к потоку энергии облучения, большему 0,4  $\text{вт/см}^2$ , указывает резкий наклон кривой в этой области. Приведен также уровень облучения, не представляющий опасности для человеческих глаз, а также стандартный [16] уровень, применяемый в глазной диатермии.

Некоторые исследователи [2, 28, 30, 53, 79] обнаружили помутнения, образовавшиеся в течение 2—42 дней при многократном сверхвысокочастотном облучении. Более поздние эксперименты [14], в которых принимались меры, чтобы при каждом облучении доза не превышала предельного значения, позволяют утверждать о наличии кумулятивного эффекта. При импульсном облучении [14, 81], по видимому, наблюдается более повышенная тенденция к образованию помутнений, чем при непрерывном облучении с такой же средней мощностью; сверхвысокочастотное облучение уменьшает [29] также активность некоторых ферментов в глазу. При частотах ниже 0,2—0,5 Гц никаких помутнений не наблюдалось даже при облучении всего тела дозами, близкими к смертельным. Из всех этих результатов еще нельзя с полной уверенностью заключить, что образование помутнений вызывают только тепловые эффекты.

## 20.4. ОПАСНОСТЬ ПРИ РАБОТЕ ДЛЯ ТЕХНИЧЕСКОГО ПЕРСОНАЛА

### 20.4.1. Исследование допустимого облучения

Существует некоторая неопределенность в том, какая величина поля излучения сверхвысоких частот является опасной [10, 105, 122, 125, 126]. Случайные повреждения биологической системы можно обычно выразить с помощью соотношения

$$Ct = K, \quad (20.3)$$

где  $C$  — концентрация, а  $t$  — время.  $K$  представляет число, которое при превышении некоторого характеристического значения всегда

означает повреждение организма. Наоборот, если оно меньше характеристического значения, то никаких повреждений нет. Значение, выше которого повреждения происходят всегда и ниже которого их ожидать не следует, часто называют пороговой дозой. Важным фактором, влияющим на повреждение тканей, является способность биологических систем восстанавливать самих себя и свои нарушенные функции, находясь по-прежнему под влиянием разрушающего агента. В этом отношении сильно различаются не только отдельные ткани между собой, но и одни и те же ткани у разных индивидуумов. Более того, одни и те же ткани в одном и том же организме сильно различаются в разные моменты времени. Уравнение

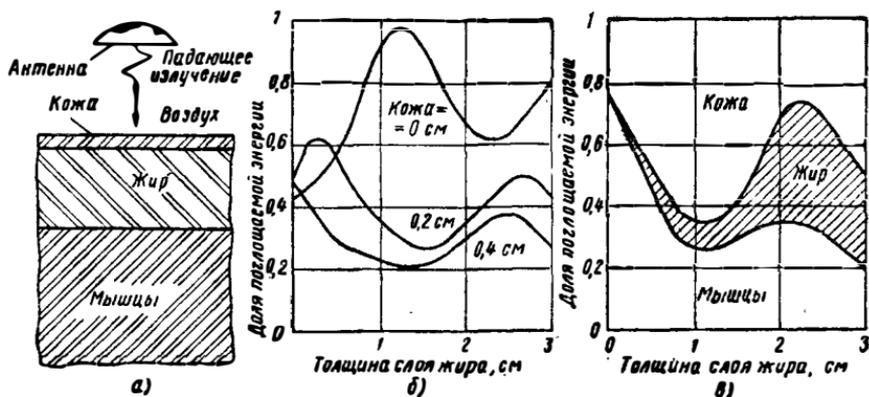


Рис. 20.5. Поглощение сверхвысокочастотной энергии телом:

а — трехслойная модель; б — поглощение энергии телом при частоте 3 ГГц; в — распределение поглощенной энергии на частоте 3 ГГц при толщине кожи 0,2 см. (См. [93].)

(20.3) является приближенным, но поскольку оно отражает полезное понятие, то для различных случаев следует определять значения  $K$ .

Концентрация  $S$  связана с интенсивностью поля в свободном пространстве, где находится организм, способностью [38] различных тканей поглощать энергию и глубиной расположения ткани относительно поверхности организма. Поглощение электромагнитной энергии различными тканями человека в диапазоне частот 0,15—10 ГГц может быть проиллюстрировано с помощью приведенной на рис. 20.5, а модели расположения кожи, подкожного жира и мускульной ткани. Так как было показано [94], что глубина проникновения энергии в ткань достаточно мала, то можно предположить, что толщина тканей равна бесконечности. Используя известные измеренные значения [93] диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь для кожи, жира и мускулов, можно вычислить [95, 96] распределение поглощаемой энергии в различных частях тела. На рис. 20.5, б приведена та часть падающего излучения на частоте 3 ГГц, которая поглощается телом, как функция толщины слоя подкожного жира; параметрами раз-

ных кривых является толщина кожи. На частоте 0,15 Гц поле проникает значительно глубже, в то время как на 10 Гц большая часть энергии поглощается около поверхности кожи. На рис. 20.5, в показано распределение поглощаемой энергии на частоте 3 Гц при толщине кожи 0,2 см. С увеличением этой толщины, как и следовало ожидать, поглощение в коже растет, а в других тканях уменьшается.

Были предприняты попытки определить на основании экспериментальных результатов предельные значения множителя  $S$  в уравнении (20.3) при продолжительных дозах облучения. Облучение считается безопасным, только в смысле тепловых эффектов, обусловленных средней мощностью, и рассчитывалось из условия увеличения температуры тела на  $1^\circ\text{C}$ . Предельное значение было получено [92] равным  $0,03 \text{ вт/см}^2$  для частот ниже 0,5 Гц, при которых происходит глубокое проникновение поля,  $0,01 \text{ вт/см}^2$  для диапазона 0,5—3,0 Гц, где имеет место сложное соотношение между поверхностными и глубинными эффектами, и  $0,02 \text{ вт/см}^2$  для частот выше 3 Гц, где большая часть тепла поглощается кожей, являющейся своеобразным защитным слоем. При значениях выше  $0,1 \text{ вт/см}^2$  основную опасность представляет кратковременный тепловой удар, и при возникновении более высоких температур наступает смертельный исход [68].

Влияние облучения на глаза является очень важным, но представляет сложность для объяснения. Как было замечено, при длительном облучении небольшой мощностью образуются помутнения и катаракты. При потоке мощности  $0,01 \text{ вт/см}^2$  потребовались бы многие годы, чтобы причинить вред глазам. Из-за своих небольших размеров и отсутствия кровеносных сосудов постоянная времени у глаз невелика, и поток мощности, превышающий  $0,5 \text{ вт/см}^2$ , может быстро привести к повреждениям. Эти сведения в основном получены из опытов с животными. Имеется сообщение [54] об образовании двусторонней катаракты у техника, который в своей работе подвергался облучению ежедневно на уровне  $0,005 \text{ вт/см}^2$  в диапазоне 1,7—3,4 Гц, а затем в течение 3 дней с перерывами (в общей сложности 2 час) при потоке мощности  $0,12 \text{ вт/см}^2$ . Вообще, имеется слишком мало данных о случаях облучения человека, чтобы можно было сделать статистический анализ.

#### 20.4.2. Приборы

Установив предельные безопасные значения напряженности полей сверхвысоких частот необходимо привести в соответствие с этими требованиями все виды оборудования [114]. Многое в этом отношении может быть достигнуто с помощью непосредственного расчета по известным рабочим параметрам оборудования. Типичной антенной является параболаид, возбуждаемый рупором с усилением 8 дБ, так что поле на краю отражателя на 10 дБ меньше, чем в центре. Поле вне отражателя меньше этого значения, и поэтому во всем

пространстве, за исключением области между рупором и отражателем, прямое излучение из рупора меньше, чем оно было бы при изотропном излучателе. Например, при мощности излучения 10 квт минимальное безопасное расстояние составляет около 3 м, и поэтому опасная область, обусловленная непосредственным излучением источника, мала.

Значительно большую роль играет поле основного луча; на рис. 20.6 приведены [99] значения потока мощности, отнесенные

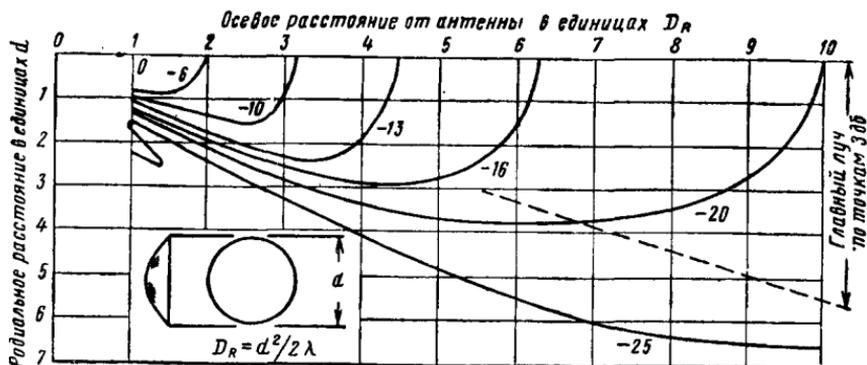


Рис. 20.6. Контурь постоянного потока мощности при излучении параболаида.

Параметры кривых выражены в децибелах, деленных на  $1,8 \frac{P}{d^2}$ , где  $P$ —мощность, подводимая к антенне. (См. [99].)

к максимальному значению, за которое принимается поток на оси для расстояний от  $D_R$  до  $10D_R$ , где  $D_R$ —длина релейской зоны для антенны. Это максимальное значение приблизительно равно  $1,9 \frac{P}{d^2}$ , но действительный поток мощности превышает это значение на 3,5 дб на некотором расстоянии в пределах релейской зоны. Эти значения вычислены для свободного пространства, а при хорошем отражении от земли напряженность поля в некоторых точках может увеличиться на 6 дб.

Разумными параметрами для системы тропосферного рассеяния при частоте 0,855 Гц являются  $P = 20$  квт и  $d = 10$  м; тогда  $D_R = 1,41 \cdot 10^2$  м и максимальный поток мощности равен  $0,046$  вт/см<sup>2</sup>. Принимая за безопасное значение потока 0,01 вт/см<sup>2</sup> и вводя множитель надежности 4, получим, что зона безопасности ограничена линией, соответствующей параметру — 13 дб. Если средняя высота антенны составляет 10 м над уровнем земли, то весь участок земли от 270 до 620 м впереди антенны является опасной зоной, поскольку в этой области поток превышает безопасное значение на высотах менее двух метров. Это неудовлетворительное положение может быть улучшено либо за счет увеличения средней

высоты антенны до 14 м, либо посредством поворота антенны вверх на  $0,45^\circ$ , что составляет около одной пятой от ширины луча. Поэтому такая антенна может быть размещена для наблюдения за морем на скале или на земле, если наклон поверхности впереди нее превышает  $0,45^\circ$ .

Поле на расстояниях от антенны, меньших длины релейской зоны, в основном сосредоточено внутри цилиндра, основанием которого является отражатель. Поле ниже этого цилиндра в основном такое же, как и при той же высоте в релейской зоне. Для рассмотренной выше антенны поле на высоте 2 м над уровнем земли несколько изменяется с расстоянием от антенны, но всегда поток мощности меньше максимального значения на расстоянии 200 м на 20 дБ и более. Поле увеличивается на 10 дБ при 340 м, а затем непрерывно уменьшается, достигая 14 дБ на 680 м и 20 дБ на 1380 м.

Даже средние мощности и антенны небольших размеров могут представлять опасность: например, при мощности излучения 100 Вт и диаметре парабооида 1 м максимальный поток мощности составляет  $0,023 \text{ Вт/см}^2$ , что лежит выше допустимого значения. В этом случае длина релейской зоны, однако, совсем мала и составляет только 5 м при частоте 3 Гц. Имеется очень мало сведений об эффектах, вызываемых мощными импульсами длительностью порядка микросекунды, и обычно считают, что поток мощности равен среднему значению за период повторения [102]. Средний поток в данном месте уменьшается при сканировании антенны. Эти потоки мощности различных устройств сверхвысоких частот сравнимы с потоком мощности солнечного света, достигающего Земли и равного  $0,14 \text{ Вт/см}^2$ .

Отражения от земли сильно усложняют картину, и поэтому необходимо иметь контрольные приборы. Для контроля потока мощности удобным является простой прибор, который показывает, превышен или нет безопасный уровень. Неоновые лампы полезны для качественной оценки, но с количественной стороны они очень не точны и могут ввести в заблуждение. Напряженность поля в любой точке около антенны может быть измерена при помощи стандартного рупора и калиброванного приемника. Такое устройство должно быть широкополосным, чтобы большой диапазон частот мог быть перекрыт несколькими приборами. Для личного контроля мощности облучения персоналом применяются портативные устройства типа болометра. Для контроля [123] в диапазонах 1, 2, 3, 0 и 9, 5 Гц используются полупроводниковые диоды, с которых выходное напряжение через усилитель на транзисторах поступает в измерительное устройство.

Другим решением проблемы контроля является использование сходных биологических веществ. Например, влияние облучения на глаза может быть изучено по характеристикам желатиновой смеси. Проводились исследования [55] распределения температуры внутри сфер, причем концентрация выбиралась равной 30%, что соответствует содержанию протеина в глазах большинства млекопитаю-

щих. Температуры на разных глубинах измерялись с помощью термисторов; полученные значения при частоте 10 Гц и потоке мощности 0,015 Вт/см<sup>2</sup> хорошо согласуются с измерениями, выполненными для глаз коровы при тех же значениях. Некоторое улучшение может быть достигнуто при погружении сходных веществ в поглощающую среду.

### 20.4.3. Методы защиты

Максимальная величина потока мощности, безопасного для персонала, исследовалась несколькими авторами [27, 65, 66, 125], и временно было принято значение 0,01 Вт/см<sup>2</sup> для всего диапазона частот. Очевидно, что район, где поток мощности превышает это значение, должен быть огорожен, чтобы предотвратить случайное проникновение гражданских лиц или рабочих, могущих оказаться поблизости. Персонал, который должен работать в опасных условиях, желательно ознакомить с правилами работы в таких условиях. Необходимо предупредить о наличии опасности, указать минимальное безопасное расстояние, потребовать от персонала следить за самочувствием и признаками перегрева, объяснить расположение защитных приспособлений. Первая помощь пострадавшему состоит в искусственном дыхании, кислородном питании и быстром охлаждении тела. Обычная одежда поглощает излучение СВЧ и таким образом отчасти защищает тело, но зато ухудшает условия охлаждения, поэтому отражающие ткани имеют преимущество.

Очень важно, чтобы были защищены глаза. В связи с этим проводились исследования материалов, которые являются оптически прозрачными, экранируют сверхвысокочастотное излучение и поэтому могут быть использованы для изготовления защитных масок и очков. В табл. 20.6 даны коэффициенты прохождения по мощности с учетом как прохождения, так и отражения энергии сверхвысоких частот, причем об отраженной энергии можно судить по величине поверхностного сопротивления постоянному току (в скобках).

Из приведенных данных видно, что для экранировки сверхвысокочастотного излучения очень важно иметь высокую электропроводность, однако это свойство трудно совместить с прозрачностью для видимого света. Помимо этого, перед использованием данного материала в защитных очках необходимо рассмотреть обусловленные им различные психологические и физиологические факторы. Экранирование, производимое металлической пленкой, существенным образом зависит от ее толщины. При этом с ростом частоты экранирование улучшается. Весьма удобными являются защитные очки, у которых линзы покрыты золотой пленкой, а по сторонам, где потеря видимости не так страшна, расположена проволочная сетка. Коэффициент прохождения, равный 3,2%, не так уж мал при работе вне помещения и достаточно высок при

Защитные свойства различных материалов

Материал	Коэффициент прохождения по мощности, %			
	5,9 Гц	9,7 Гц	18,8 Гц	$\lambda = 0,55$ мкм
Золотая пленка толщиной 11 мкм на пластике (300 ом/100 фут <sup>2</sup> ) . . .	23	10	0,8	49
Золотая пленка толщиной 30 мкм на пластике (12 ом/100 фут <sup>2</sup> ) . . .	0,16	0,1	0,01	24
Золотая пленка толщиной 75 мкм на стекле (1,5 ом/100 фут <sup>2</sup> ) . . . . .	0,04	0,01	0,004	3,2
Гранулированное стекло корнинг, толщина проводящего покрытия 1,5 мкм (15 ом/100 фут <sup>2</sup> ) . . . . .	1,6	1,2	0,08	45
Стекло «Electroplane glass» с проводящим покрытием толщиной 300 мкм (70 ом/100 фут <sup>2</sup> ) . . . . .	9	10	8	80
Медная сетка (8 на 1 см) . . . . .	0,1	0,2	0,2	50
Медная сетка (3,2 на 1 см) . . . . .	1,0	1,3	2,5	60

работе в хорошо освещенной комнате при условии, что работающего в очках не раздражает слабый зеленовато-голубой оттенок, обусловленный золотой пленкой. В тех случаях, когда острота зрения не так важна, более подходящими материалами являются проволочная сетка или пластинка из теплопоглощающего стекла корнинг. Можно избежать прямого СВЧ облучения при дистанционном наблюдении посредством, например, телескопа, перископа или телевизионной установки.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Varron, C. I., Love, A. A., and Baraff, A. A.: «Physical Evaluation of Personnel Exposed to Microwave Emanations», *Trans. I. R. E.*, 1956, ME-5, February, p. 44.
2. Belova, S. F., and Gordon, Z. V.: «Action of Centimetre Waves on the Eye», *Byull. eksper. Biol. Med.*, 1956, 41, p. 327.
3. Bennett, J. E., and Ingram, D. J. E.: «Analysis of Crystalline Haemoglobin Derivatives by Paramagnetic Resonance», *Nature*, 1956, 177, p. 275.
4. Bennett, J. E., Gibson, J. F., and Ingram, D. J. E.: «Electron-Resonance Studies of Haemoglobin Derivatives», *Proc. Roy. Soc.*, 1957, 240A, p. 67.
5. Bennett, J. E., Gibson, J. F., Ingram, D. J. E., Naughton, T. M., Kerkut, G., and Munday, K.: «Haemoglobin and Myoglobin Derivatives», *Phys. in Med. Biol.*, 1957, 1, p. 309.
6. Blois, M. S.: «Observations on the Semiquinone of Benzoquinone», *J. chem. Phys.*, 1955, 23, p. 1351.
7. Blois, M. S.: «Free-Radical Formation in Biologically-Recurring Quinones», *Biochem. Biophys. Acta*, 1955, 18, p. 165.
8. Blois, S.: «Paramagnetic-Resonance Methods in Biological Research», *Trans. I.R.E.*, 1956, ME-4, February, p. 35.
9. Boyle, A. C., Cook, H. F., and Buchanan, T. J.: «The Effects of Microwaves: A Preliminary Investigation», *Brit. J. phys. Med.*, 1950, 13, p. 2.

10. Boy sen, J. E.: «Hyperthermic and Pathologic Effects of Electromagnetic Radiation», *Arch. ind. Hyg.*, 1953, 7, p. 516.
11. Bro dy, S. I.: «The Operational Hazards of Microwave Radiation», *J. aviat. Med.*, 1953, 24, p. 516.
12. Bro dy, S. I.: «Military Aspects of the Biological Effects of Microwave Radiation», *Trans. I. R.E.*, 1956, ME-4, February, p. 8.
13. Car penter, R. L., Bid dle, D. K., Van Um merson, C. A., Man gahans, C. P., and Fre eman, H. M.: «Experimental Radiation Cataracts induced by Microwave Radiation», *Amer. J. Ophthal.*, 1959, 47, p. 94.
14. Car penter, R. L., Bid dle, D. K., and Van Um merson, C. A.: «Opacities in the Lens of the Eye Experimentally Induced by Exposure to Microwave Radiation», *Trans. I.R.E.*, 1950, ME-7, p. 152.
15. Clark, J. W.: «Effects of Intense Microwave Radiation on Living Organisms», *Proc. I.R.E.*, 1950, 38, p. 1028.
16. Clark, W. B.: «Microwave Diathermy in Ophthalmology: Clinical Evaluation», *Trans. Amer. Acad. Ophthal.*, 1952, 56, p. 600.
17. Co gan, D. G., Fricker, S. J., Lubin, M., Donaldson, D. D., and Hardy, H.: «Cataracts and Ultra-High-Frequency Radiation», *A.M.A. Arch. ind. Health*, 1958, 18, p. 299.
18. Co mmoner, B., Town send, J., and Pa ke, G. E.: «Free Radicals in Biological Materials», *Nature*, 1954, 174, p. 689.
19. Co mmoner, B., Heise, J. J., and Town send, J.: «Light-Induced Paramagnetism in Chloroplasts», *Proc. nat. Acad. Sci.*, 1956, 42, p. 710.
20. Co ok, H. F.: «A Physical Investigation of Heat Production in Human Tissues when Exposed to Microwaves», *Brit. J. appl. Phys.*, 1952, 3, p. 1.
21. Co ok, H. F.: «Dielectric Behaviour of some Types of Human Tissue at Microwave Frequencies», *Brit. J. appl. Phys.*, 1951, 2, p. 295.
22. Co ok, H. F.: «Dielectric Behaviour of Human Blood at Microwave Frequencies», *Nature*, 1951, 168, p. 247.
23. Co ok, H. F.: «A Comparison of the Dielectric Behaviour of Pure Water and Human Blood at Microwave Frequencies», *Brit. J. appl. Phys.*, 1952, 3, p. 249.
24. Co ok, H. E.: «Microwaves in Medical and Biological Research», *Brit. J. appl. Phys.*, 1952, 3, p. 33.
25. Co pson, D. A.: «Microwave Energy in Food Procedures», *Trans. I.R.E.*, 1956, ME-4, February, p. 27.
26. Co pson, D. A., Neumann, B. R., and Bro dy, A. L.: «Browning Methods in Microwave Cooking», *J. Agric. food Chem.*, 1955, 3, p. 424.
27. Da ily, L. E.: «A Clinical Study of the Results of Exposure of Laboratory Personnel to Radar and High-Frequency Radio», *Nav. med. Bull. Wash.*, 1943, 41, p. 1052.
28. Da ily, E. M., Wakim, K. G., Herrick, J. F., Parkhill, E. M., and Benedict, W. L.: «The Effects of Microwave Diathermy on the Eye: an Experimental Study», *Amer. J. Ophthal.*, 1950, 33, p. 1241.
29. Da ily, L., Zeller, E. A., Wakim, K. G., Herrick, J. F., and Benedict, W. L.: «Influence of Microwaves on certain Enzyme Systems in the Lens of the Eye», *Amer. J. Ophthal.*, 1951, 34, p. 1301.
30. Da ily, L., Wakim, J. G., Herrick, J. F., Parkhill, E. M., and Benedict, W. L.: «The Effects of Microwave Diathermy on the Eye of the Rabbit», *Amer. J. Ophthal.*, 1952, 35, p. 1001.
31. Da ily, L., Wakim, K. G., Herrick, J. F., Parkhill, E. M., and Benedict, W. L.: «Effects of Microwave Diathermy on the Eye», *Trans. I.R.E.*, 1956, ME-4, February, p. 25.
32. E gan, W. G.: «Eye Protection in Radar Fields», *Elect. Engng*, 1957, 76, p. 126.

33. Ely, T. S., and Goldman, D. E.: «Heat Exchange Characteristics of Animals Exposed to 10-cm Microwaves», *Trans. I.R.E.*, 1956, **ME-4**, February, p. 38.
34. England, T. S.: «Dielectric Properties of the Human Body for Wavelengths in the 1—10 cm Range», *Nature*, 1950, **166**, p. 480.
35. England, T. S., and Sharples, N. A.: «Dielectric Properties of the Human Body in the Microwave Region of the Spectrum», *Nature*, 1949, **163**, p. 487.
36. Engle, J. P. *et al.*: «Effects of Microwaves on Bone and Bone Marrow and Adjacent Tissues», *Arch. phys. Med.*, 1950, **31**, p. 453.
37. Feucht, B. L., Richardson, A. W., and Hines, H. M.: «Effects of Implanted Metals on Tissue Hyperthermia Produced by Microwaves», *Arch. phys. Med.*, 1949, **30**, p. 164.
38. Foelsche, T.: «The Energy Distribution in Various Parts of the Body due to Dm- and Cm-Waves», *Z. Naturforsch.*, 1954, **9b**, p. 429.
39. Follis, R.: «Studies on the Biological Effects of High-Frequency Radio Waves (Radar)», *Amer J. Physiol.*, 1946, **147**, p. 281.
40. Gams, T. C.: «Dielectric Heating of Thin Films», *Electronics*, 1948, **21**, September, p. 83.
41. George, P., Ingram, D. J. E., and Bennett, J.: «One-Equivalent Intermediate in Phthalocyanine and Porphin Oxidations Investigated by Paramagnetic Resonance», *J. Amer. Chem. Soc.*, 1957, **79**, p. 1870.
42. Gersten, J. W., Wakim, K. G., Herrick, J. F., and Krusen, F. H.: «The Effects of Microwave Diathermy on the Peripheral Circulation and on Tissue Temperature in Man», *Arch. phys. Med.*, 1949, **30**, p. 7.
43. Gibson, J. F., and Ingram, D. J. E.: «Location of Free Electrons in Porphin Ring Complexes», *Nature*, 1956, **178**, p. 871.
44. Gibson, J. F., Ingram, D. J. E., and Nicholls, P.: «Free Radical Produced in the Reaction of Metmyoglobin with H<sub>2</sub>O<sub>2</sub>», *Nature*, 1958, **182**, p. 1398.
45. Gibson, J. S., Ingram, D. J. E., and Griffith, J. S.: «Binding in Haemoglobin Azide as determined by Electron Resonance», *Nature*, 1957, **180**, p. 29.
46. Goldstein, A.: «High-Frequency Dielectric Heating», *Bull. Assoc. Suisse Elect.*, 1952, **43**, p. 1005.
47. Gordy, W., Ard, W. B., and Shields, H.: «Microwave Spectroscopy of Biological Substances», *Proc. nat. Acad. Sci.*, 1955, **41**, pp. 983 and 996.
48. Haggis, G., Buchanan, T. J., and Hasted, J. B.: «Estimation of Protein Hydration by Dielectric Measurements at Microwave Frequencies», *Nature*, 1951, **167**, p. 607.
49. Harvey, A. F.: «Industrial, Biological and Medical Aspects of Microwave Radiation», *Proc. I.E.E.*, 1960, **107B**, p. 557.
50. Herrick, J. F., Jelatis, D. G., and Lee, G. M.: «Dielectric Properties of Tissues Important in Microwave Diathermy», *Federation Proc.*, 1950, **9**, p. 60.
51. Herrick, J. F., and Krusen, F. H.: «Certain Physiologic and Pathologic Effects of Microwaves», *Elect. Engng.*, 1953, **72**, p. 239.
52. Herrick, J. F., and Krusen, F. H.: «Problems which are Challenging Investigators in Medicine», *Trans. I.R.E.*, 1956, **ME-4**, February, p. 10.
53. Hines, H. M., and Randall, J. E.: «Possible Industrial Hazards in the Use of Microwave Radiation», *Elect. Engng.*, 1952, **71**, p. 879.
54. Hirsch, F. G., and Parker, J. T.: «Bilateral Lenticular Opacities Occurring in a Technician Operating a Microwave Generator», *A.M.A. Arch. ind. Health*, 1952, **6**, p. 512.
55. Hirsch, F. G.: «The Use of Biological Simulants in Estimating the Dose of Microwave Energy», *Trans. I.R.E.*, 1956, **ME-4**, February, p. 22.
56. Hubler, W. L., Higgins, G. M., and Herrick, J. F.: «Cer-

- tain Endocrine Influences Governing the Leukocytic Response to Fever», *Blood*, 1952, 7, p. 326.
57. Hubler, W. L., Higgins, G. M., and Herrick, J. F.: «Influence of the Pituitary — Adrenal Axis on the Hemogram of Febrile White Rats», *Arch. phys. Med.*, 1952, 33, p. 391.
  58. Hutt, B. K., Moore, J., Colonna, P. C., and Horvath, S. M.: «Influence of Microwave Irradiation on Bone Temperature in Dog and Man», *Amer. J. phys. Med.*, 1952, 31, p. 422.
  59. Imig, C. J., Thomson, J. D., and Hines, H. M.: «Testicular Degeneration as a Result of Microwave Irradiation», *Proc. Soc. exper. Biol. Med.*, 1948, 69, p. 382.
  60. Ingram, D. J. E., and Bennett, J. E.: «Paramagnetic Resonance in Phthalocyanine Chlorophyll and Haemoglobin Derivatives», *J. chem. Phys.*, 1954, 22, p. 1136.
  61. Ingram, D. J. E., Gibson, J. F., and Perutz, M. F.: «Orientation of the Four Haem Groups in Haemoglobin», *Nature*, 1956, 178, p. 906.
  62. Ingram, D. J. E.: «Free Radicals as Studied by Electron Spin Resonance» (Butterworth, London, 1958).
  63. Jacobsen, B. S., Prausnitz, S. B., and Susskind, C.: «Investigation of Thermal Balance in Mammals by Means of Microwave Radar», *Trans. I.R.E.*, 1959, ME-4, No. 2, p. 66.
  64. Keitley, R.: «Some Possibilities of Heating by Centimetric Power», *J. Brit. I.R.E.*, 1949, 9, p. 97.
  65. Knauf, G. M.: «The Biological Effects of Microwave Radiation on Air Force Personnel», *A.M.A. Arch. ind. Health*, 1958, 17, p. 48.
  66. Leary, F.: «Researching Microwave Health Hazards», *Electronics*, 1959, 32, February 20th, p. 49.
  67. Lyons, M. J., Gibson, J. F., and Ingram, D. J. E.: «Free Radicals Produced in Cigarette Smoke», *Nature*, 1958, 182, p. 1003.
  68. McLaughlin, J. T.: «Tissue Destruction and Death from Microwave Radiation by Radar», *Calif. Med.*, 1957, 86, No. 5, p. 336.
  69. Marcum, J., and Kinn, T. P.: «Heating with Microwaves», *Electronics*, 1947, 20, March, p. 82.
  70. Morse, P. W., and Revercomb, H. E.: «U.H.F. Heating of Frozen Foods», *Electronics*, 1947, 20, October, p. 85.
  71. Muller, H. J.: «Radiation Damage to the Genetic Material», *Amer. Scient.*, 1950, 38, p. 33.
  72. Nash, T.: «Chemical Carcinogenesis», *Nature*, 1957, 179, p. 868.
  73. Nelson, R. B.: «Magnetrons for Dielectric Heating», *Elect. Engng*, 1951, 70, p. 627.
  74. Nelson, R. B.: «Industrial Magnetrons for Dielectric Heating», *Electronics*, 1952, 25, August, p. 104.
  75. Nelson, R. B.: «Tubes for Dielectric-Heating at 915 Mc/s», *Trans. Amer. I. E. E.*, 1952, 71, p. 72.
  76. Osborne, S. L., and Frederick, J. N.: «Microwave Radiations: Heating of Human and Animal Tissues by Means of High-Frequency Current with Wavelength of 12 cm», *J. Amer. Med. Assoc.*, 1948, 137, p. 1036.
  77. Rae, J. W., Herrick, J. F., Wakim, K. G., and Krusen, F. H.: «A Comparative Study of the Temperatures Produced by Microwaves and Short-Wave Diathermy», *Arch. phys. Med.*, 1949, 30, p. 199.
  78. Rajewsky, B., and Schwan, H. P.: «The Dielectric Constant and Conductivity of Blood at Ultra-High Frequencies», *Naturwiss.*, 1948, 35, p. 315.
  79. Richardson, A. W., Duane, T. D., and Hines, H. M.: «Experimental Lenticular Opacities Produced by Microwave Irradiations», *Arch. phys. Med.*, 1948, 29, p. 765.
  80. Richardson, A. W., Imig, C. J., Feucht, B. L., and Hines, H. M.: «The Relationship between Deep Tissue Temperature

- and Blood Flow during Electromagnetic Irradiation», *Arch. phys. Med.*, 1950, **31**, p. 19.
81. Richardson, A. W., Duane, T. D., and Hines, H. M.: «Experimental Cataract Produced by Three-Cm Pulsed Microwave Irradiations», *Arch. Ophthalmol.*, 1951, **45**, p. 382.
  82. Roberts, J. E., and Cook, H. F.: «Microwaves in Medical and Biological Research», *Brit. J. appl. Phys.*, 1952, **3**, p. 33.
  83. Salisbury, W. W., Clark, J. W., and Hines, H. M.: «Exposure to Microwaves», *Electronics*, 1949, **22**, May, p. 66.
  84. Sander, A.: «A Wide-Band Radiator of Variable Wavelength with Continuously Adjustable Matching in the Range  $\lambda = 30$  to 70 cm», *Elektron. Rdsch.*, 1958, **12**, p. 155.
  85. Schmidt, W.: «The Application of Microwave Energy in Industry», *Nachr. Tech. Z.*, 1959, **12**, p. 79.
  86. Schmidt, W.: «Microwave Generators with Enclosed Work Chambers for the Dielectric Heating of Food and Industrial Products», *Elektron. Rdsch.*, 1958, **12**, pp. 390 and 417, and 1959, **13**, p. 13.
  87. Schwann, H. P.: «Electrical Properties of Blood at Ultra-High-Frequencies», *Amer. J. phys. Med.*, 1953, **32**, p. 144.
  88. Schwann, H. P.: «Measurement of Electrical Material-Constants and Complex Resistivity for Biological Substances», *Z. Naturforsch.*, 1953, **8b**, p. 3.
  89. Schwann, H. P., and Li, K.: «Capacity and Conductivity of Body Tissues at Ultra-High-Frequencies», *Proc. I.R.E.*, 1953, **41**, p. 1735.
  90. Schwann, H. P., and Li, K.: «Measurements of Materials at Ultra-High-Frequencies», *Trans. Amer. I.E.E.*, 1954, **73**, p. 603.
  91. Schwann, H. P., and Li, K.: «Variations between Measured and Biologically-Effective Microwave Diathermy-Dosage», *Arch. phys. Med.*, 1955, **36**, p. 363.
  92. Schwann, H. P., and Li, K.: «Hazards due to Total-Body Irradiation by Radar», *Proc. I.R.E.*, 1956, **44**, p. 1572.
  93. Schwann, H. P., and Li, K.: «The Mechanism of Absorption of Ultra-High-Frequency Electromagnetic Energy in Tissues as Related to the Problem of Tolerance Dosage», *Trans. I.R.E.*, 1956, **ME-4**, February, p. 45.
  94. Schwann, H. P., and Piersol, G. M.: «The Absorption of Electromagnetic Energy in Body Tissues: A Review and Critical Analysis», *Amer. J. phys. Med.*, 1954, **33**, p. 371, and 1955, **34**, p. 425.
  95. Schwann, H. P., Carstensen, E. L., and Li, K.: «Heating of Fat Muscle Layers by Electromagnetic and Ultrasonic Diathermy», *Trans. Amer. I.E.E.*, 1953, **72**, p. 483.
  96. Schwann, H. P., and Carstensen, E. L.: «Application of Electric and Acoustic Measuring Techniques to Problems in Diathermy», *Trans. Amer. I.E.E.*, 1953, **72**, p. 106.
  97. Schwann, H. P.: «Application of U.H.F. Impedance Measuring Techniques in Biophysics», *Trans. I.R.E.*, 1955, **I-4**, No. 4, p. 75.
  98. Shields, H., Ard, W. B., and Gordy, W.: «Microwave Detection of Metallic Ions and Organic Radicals in Plant Materials», *Nature*, 1956, **177**, p. 984.
  99. Shinn, D. H.: «Health Hazards from Powerful Radio Transmissions», *Nature*, 1958, **182**, p. 1792.
  100. Singer, J. R.: «Biological Flow and Process Tracing using Nuclear and Electron Paramagnetic Resonance», *Trans. I.R.E.*, 1960, **ME-7**, p. 23.
  101. Sogo, P. B., Ponn, N. G., and Calvin, M.: «Photo-Spin Resonance in Chlorophyll-Containing Plant Material», *Proc. nat. Acad. Sci.*, 1957, **43**, p. 387.
  102. Tolles, W. E., and Horvath, W. J.: «Energy Densities of Microwave Radiating Systems», *Trans. I.R.E.*, 1956, **ME-4**, February, p. 13.

103. Tollin, G., and Calvin, M.: «Luminescence of Chlorophyll-Containing Plant Materials», *Proc. nat. Acad. Sci.*, 1957, **43**, p. 895.
104. Vankataraman, B., and Fraenkel, G. K.: «Paramagnetic Resonance of Methyl-Substituted p-Benzoquinones», *J. chem. Phys.*, 1955, **23**, p. 588.
105. Vosburgh, B. L.: «Problems which are Challenging Investigators in Industry», *Trans. I.R.E.*, 1956, **ME-4**, February, p. 5.
106. Wakim, K. G., Herrick, J. F., Parkhill, E. M., and Benedict, W. L.: «Effects of Microwave Diathermy on the Eye», *Amer. J. Physiol.*, 1948, **155**, p. 432, and *Amer. J. Ophthalm.*, 1950, **33**, p. 1241.
107. Williams, D. B., Monahan, J. P., Nicholson, W. J., and Albrich, J. J.: «Biologic-Effect Studies on Microwave Radiation: Time and Power Thresholds for the Production of Lens Opacities by 12.3 cm Microwaves», *Trans. I.R.E.*, 1956, **ME-4**, February, p. 17, and *Arch. Ophthalm.*, 1955, **54**, p. 863.
108. Worden, R. E., Herrick, J. F., Wakim, K. G., and Krusen, F. H.: «The Heating Effects of Microwaves with and without Ischemia», *Arch. phys. Med.*, 1948, **29**, p. 751.
109. «Safety Precautions Relating to Intense Radio-Frequency Radiation» (H. M. Stationery Office, London, 1960).
110. Schmidt, W.: «A. C. Operation of Magnetrons for Coherent Operation», *Elektron. Rdsch.*, 1958, **12**, No. 1, p. 12.
111. Schmidt, W.: «Parallel Operation of Several Input Coupling Systems in Microwave Generators with Enclosed Work Chambers», *Elektron. Rdsch.*, 1959, **13**, p. 280.
112. Schmidt, W.: «Microwave Generator for the Dielectric Heating and Drying of Non-metallic Webs and Foils», *Elektron. Rdsch.*, 1959, **13**, p. 359.
113. Frieser, A.: «Dielectric Heating at 12-cm Wavelength», *Nachr. tech.*, 1959, **9**, p. 512.
114. Mumford, W. W.: «Some Technical Aspects of Microwave Radiation Hazards», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 427.
115. Lidman, B. I., and Cohn, C.: «Effect of Radar Emanations on Hematopoietic Systems», *Air Surgeons Bull.*, 1945, **2**, p. 448.
116. Olendorf, W. H.: «Focal Neurological Lesions produced by Microwave Irradiation», *Proc. Soc. exper. Biol. Med.*, 1949, **72**, p. 432.
117. Barron, C. I., and Baraff, A. A.: «Medical Considerations of Exposure to Microwaves (Radar)», *J. Amer. Med. Assoc.*, 1958, **168**, p. 1194.
118. Heller, J. H., and Teiscira-Pinto, A. A.: «A New Physical Method of Creating Chromosomal Aberrations», *Nature*, 1959, **183**, p. 905.
119. Bailey, P.: «High-Intensity Radiation produces Convulsions Death in Monkey», *Aviation Week*, 1959, **70**, May, p. 29.
120. Deichmann, W. B., Stephens, F. H., Keplinger, M., and Lampe, K. F.: «Acute Effects of Microwave Radiation on Experimental Animals (24,000 Mc/s)», *J. occup. Med.*, 1959, **1**, p. 369.
121. Tomberg, V. T.: «Biological Microwave Hazards», *Internat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1960, **8**, pt 9, p. 94.
122. Bovill, C. B.: «Are Radar Radiations Dangerous? A Survey of the Possible Hazards», *Brit. Commun. Electronics*, 1960, **7**, p. 363.
123. Cottingham, J. M.: «A Radar Radiation Monitor», *Brit. Commun. Electronics*, 1960, **7**, p. 419.
124. Venkataraman, B., Segal, B. G., and Fraenkel, G. K.: «Paramagnetic Resonance of Methyl- and Chloro-Substituted p-Benzo-semiquinones», *J.chem. Phys.*, 1959, **30**, p. 1006.
125. Peyton, M. F.: «Biological Effects of Microwave Radiation» (Plenum Press, New York, 1961).
126. Custin, T. G.: «Microwave Radiation Hazards», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 1574.

127. Van Everdingen, W. A.G.: «On the Molecular and Structural Changes due to Irradiation by Hertzian Waves of 16 and 10 Centimetres», *Rev. Belgique Sci. Med.*, 1946, 17, p. 261.
- \*128. Livshits, N. N.: «The Role of the Nervous System in Reactions to U. H. F. Electromagnetic Fields», *Biophysics*, 1957, 2, p. 372.
- \*129. Livshits, N. N.: «Conditioned Reflex Activity in Dogs under Local Influence of a U.H.F. Field upon Certain Zones of the Cerebral Cortex», *Biophysics*, 1957, 2, p. 198.
130. Krusen, F. H.: «Medical Applications of Microwave Diathermy: Laboratory and Clinical Studies», *Proc. Roy. Soc. Med.*, 1950, 43, p. 641.

\* \* \*

128. Л и в ш и ц Н. Н. Роль нервной системы при реакции на электромагнитное поле УКВ. «Биофизика», 1957, т. 2, стр. 372.
129. Л и в ш и ц Н. Н. Активность условного рефлекса у собак под местным влиянием поля УКВ. «Биофизика», 1957, т. 2, стр. 198.

---

## ГЛАВА 21

# ПРИМЕНЕНИЕ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ В УСКОРИТЕЛЯХ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ ЧАСТИЦ

### 21.1. ТИПЫ УСКОРИТЕЛЕЙ

#### 21.1.1. Электродинамика частиц

Лабораторные управляемые интенсивные источники заряженных частиц высокой энергии требуются во все возрастающем количестве в современной ядерной физике и технике [27], для медицинских целей [24] и в некоторых случаях для генерирования мощности миллиметровых волн [31]. Эти потребности привели к созданию различных ускорителей [197, 207, 212, 216, 217, 253, 255], принципы действия которых зависят от энергии заряженных частиц, движущихся в магнитном и электрическом полях.

Было показано, например, Самосом и Мэрфи [150] и Ливингстоном [98, 99], что полная энергия движущейся частицы

$$W = mc^2 = W_0 + W_k = m_0 c^2 + W_k. \quad (21.1)$$

Эквивалентная масса

$$m = m_0 + W_k/c^2. \quad (21.2)$$

Кинетическая энергия заряженных частиц в ускорителе растет за счет действующих на частицу сил электрического поля. Поскольку эти силы можно выразить через скорость изменения количества движения, то

$$F = dp/dt = d(mV)/dt = m dV/dt + V dm/dt, \quad (21.3)$$

и поскольку произведение силы на скорость равно изменению кинетической энергии, то

$$F dz/dt = Fv = dW_k/dt = c^2 dm/dt. \quad (21.4)$$

Из уравнений (21.3) и (21.4)

$$v dp/dt = dW/dt, \quad (21.5)$$

умножая на  $m = W/c^2$ , получим

$$mv dp/dt = p dp/dt = (W/c^2) dW/dt. \quad (21.6)$$

Интегрируя уравнение (21.6), имеем

$$\frac{1}{2} p^2 = \frac{1}{2} m^2 v^2 = \frac{1}{2} (W^2 - W_0^2)/c^2, \quad (21.7)$$

откуда, подставляя  $W$  из уравнения (21.1), получим

$$p = [W_k (2W_0 + W_k)]^{1/2}/c. \quad (21.8)$$

В классическом случае  $W_k \ll W_0$  уравнение (21.8) переходит в

$$W_k = p^2/2m_0, \quad (21.9)$$

что представляет собой обычное квадратичное соотношение между кинетической энергией и импульсом.

В релятивистском случае  $W_k \gg W_0$  и уравнение (21.8) переходит в

$$p = W_k/c, \quad (21.10)$$

т. е. имеем линейное соотношение между кинетической энергией и импульсом. Если выразить  $W$  через  $m$  и  $c$ , то в соответствии с выражением (21.7)

$$m^2 v^2 = (W^2 - W_0^2)/c^2 = c^2 (m^2 - m_0^2), \quad (21.11)$$

откуда

$$m/m_0 = W/W_0 = [1 - (v/c)^2]^{-1/2}. \quad (21.12)$$

Уравнение (21.12) показывает, что масса частицы существенно возрастает только при очень высоких скоростях. Энергии частиц выражаются обычно в электронвольтах; в табл. 21.1 приведены данные для пяти типов частиц. Из уравнения (21.7) получается соотношение

$$v/c = [1 - (W_0/W^2)]^{1/2} = [1 - (1 + W_k/W_0)^{-2}]^{1/2}. \quad (21.13)$$

Таблица 21.1

Параметры частиц

Вид частицы	Заряд, $e$	Энергия покоя, $Mэв$	Кинетическая энергия при $m=1,01m_0$ , $Mэв$
Электрон . . . . .	1	0,51	0,005
Протон . . . . .	1	938	10
Дейтрон . . . . .	1	1876	20
Тритон . . . . .	1	2814	30
Альфа-частица . . . . .	2	3752	40

Эта величина графически представлена на рис. 21.1, а как функция  $W_k/W_0$ . На абсциссе также нанесены значения кинетической энергии электрона или протона. Видно, что скорости, близкие к скорости света, достигаются электроном при энергии в несколько мегаэлектронвольт, а протоном — несколько гигаэлектронвольт.

Аналогичные данные были представлены в виде номограммы [199].

Во многих ускорителях частицы движутся по круговой орбите. Такое движение частиц может быть осуществлено с помощью ради-

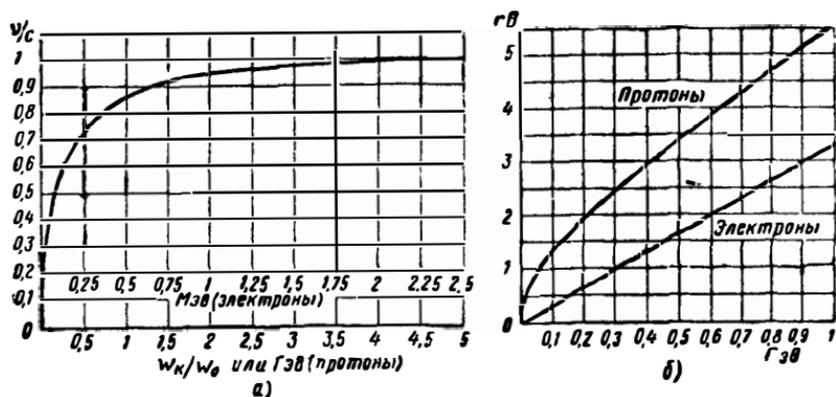


Рис. 21.1. Энергия ускоренных частиц:

а — значения  $v/c$  приведены к функции кинетической энергии; б — значения  $rB$  даны в функции кинетической энергии для двух видов частиц.

ального электрического поля, но поскольку электромагнитные силы значительно больше электростатических, то для этих целей обычно применяется магнитное поле. В этом случае на заряженную частицу действует сила, перпендикулярная к направлению магнитной индукции и к направлению движения и равная

$$F' = e(\mathbf{V} \times \mathbf{B}). \quad (21.14)$$

Под действием этой силы частицы движутся по окружности радиусом

$$r = m v^2 / F'. \quad (21.15)$$

Из уравнений (21.7), (21.14) и (21.15) получаем соотношение

$$rB = (W^2 - W_0^2)^{1/2} / ec = [W_k (W_k + 2W_0)]^{1/2} / ec, \quad (21.16)$$

которое в классическом случае переходит в

$$rB = (2W_0 W_k)^{1/2} / ec = (2m_0 W_k)^{1/2} / e, \quad (21.17)$$

а в релятивистском случае в

$$rB = W / ec = W_k / ec. \quad (21.18)$$

Графически значения  $rV$  из уравнения (21.16) для протонов и электронов показаны на рис. 21.1, б как функция кинетической энергии. В однородном магнитном поле частицы вращаются по окружности с частотой

$$f = v/2\pi r = Vec^2/[2\pi(W_0 + W_k)], \quad (21.19)$$

которая в классическом случае сводится к хорошо известному соотношению

$$f_c = eV/2\pi m.$$

### 21.1.2. Низкочастотные ускорители

Самыми простыми ускорителями, в которых используются источники постоянного напряжения, являются генератор Кокрофта — Уолтона [28] и приведенный в качестве примера на рис. 21.2, а генератор Ван де Граафа [163, 164]. В этом генераторе разность потенциалов возникает за счет механического переноса

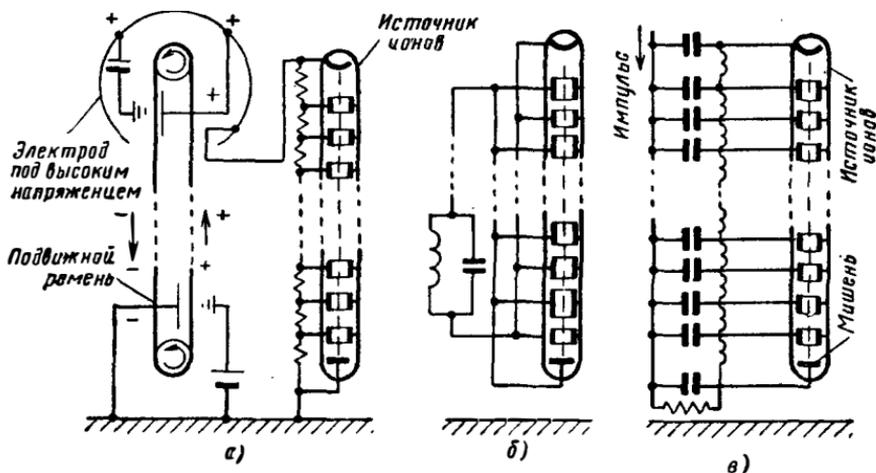


Рис. 21.2. Линейные ускорители с постоянным напряжением и низкочастотные линейные ускорители:

а — ускоритель с движущейся лентой типа Ван де Граафа; б — ускоритель Лоуренса и Слоана; в — ускоритель с бегущей волной типа Вимса и Сноуди.

электрического заряда с помощью непроводящего ремня, приводимого в движение мотором. Электрические заряды стекают на ремень с острия, находящегося под потенциалом в несколько киловольт. При попадании внутрь полого металлического электрода на противоположном конце ремня заряды снимаются с помощью второго электрода и попадают на внешнюю поверхность сферы, увеличивая ее потенциал.

Частицы ускоряются внутри трубки с высоким вакуумом; источник частиц расположен на одном конце, а мишень — на другом;

для равномерного распределения ускоряющего поля вдоль трубки применяется многоэлектродная система. Таким способом можно достигнуть энергий вплоть до нескольких мегаэлектронвольт, но для этого необходимо заключить генератор и ускоритель в сосуд с повышенным давлением. Такие ускорители имеют сравнительно высокую плотность пучка и очень узкий энергетический спектр, но обладают тем недостатком, что требуют создания изоляции при напряжении, равном по величине желаемой кинетической энергии частиц.

Более высокие энергии были получены Видероз [172] с помощью синхронного ускорения в переменном поле. Эти идеи в дальнейшем были развиты Лоуренсом и Слоаном [92], которые ускоряли ионы ртути до  $2,85 \text{ Мэв}$ , пропуская их, как это показано на рис. 21.2, б, через ряд цилиндрических электродов, подсоединенных к противоположным концам источника переменного напряжения. При соответствующем соотношении между длиной цилиндров, скоростью частицы и частотой частица может быть ускорена в данном зазоре, пройти свободной от поля область внутри следующего электрода и попасть в следующий зазор на полпериода позднее, чтобы быть ускоренной опять, и т. д.

В линейном ускорителе, разработанном Бимсом и Сноуди [9], электроды подсоединялись к соответствующим точкам нагруженной передающей линии, как это показано на рис. 21.2, в, на которую подавались импульсы напряжения. При выборе времени распространения импульса вдоль секции линии, равного времени пролета частицы через систему электродов, достигалось непрерывное ускорение частицы.

## 21.2. ЛИНЕЙНЫЕ УСКОРИТЕЛИ С РЕЗОНАТОРАМИ

### 21.2.1. Системы с одним резонатором

В ускорителях, рассчитанных на большие энергии частиц, используются частоты сантиметрового диапазона. Рассмотрение электронного ускорителя с одним резонатором [1, 2] показывает, что максимальное время пролета, в течение которого частица может ускоряться, равно половине периода высокочастотного колебания. Точные расчеты для релятивистского электрона дают для оптимальной длины ускоряющего зазора значение, равное  $0,44\lambda$ . Электрон, попавший в ускоряющий зазор, увеличит свою энергию на величину, равную среднему значению напряжения за время пролета.

Максимальное увеличение энергии приблизительно равно

$$(2/\pi) V_g = (2/\pi) (E\lambda/2) = E\lambda/\pi. \quad (21.20)$$

Мощность, необходимая для достижения этого максимального увеличения энергии, составляет

$$P_c = V_g^2 / 2R_{sh} = (2V_g/\pi)^2 / \lambda^{1/2}. \quad (21.21)$$

для колебаний вида  $TM_{01}$  в круглом резонаторе из меди, в случае которого при длине  $\lambda/2 R_{sh}$  равно  $1,25 \lambda^{1/2} Mом.$  На практике величина  $E$  ограничена значением  $5 \cdot 10^7$  в/м из-за автоэлектронной эмиссии проводников.

Было сконструировано большое количество электронных ускорителей с одним резонатором (18, 65, 66, 135, 155); одна из типич-

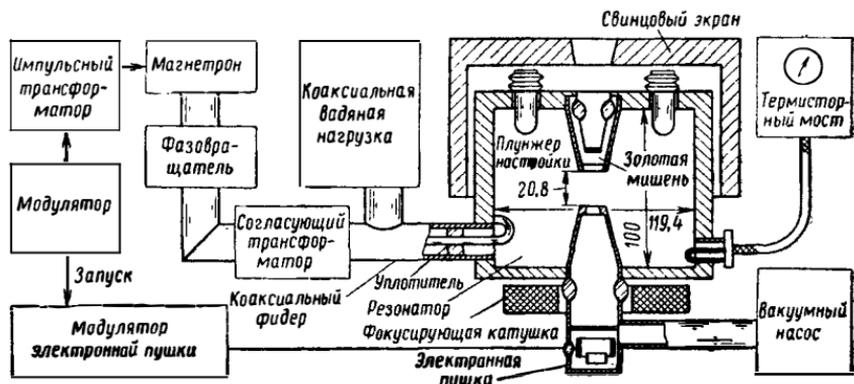


Рис. 21. 3. Электронный ускоритель с одним резонатором.

Частота 1,2 Гц, энергия частиц на выходе 1,2 Мэв, средний ток пучка 70 мка. (См. [112].)

ных схем такого ускорителя, разработанного Милсом [112], показана на рис. 21.3. Высокочастотная мощность поступает на вход от магнетронного генератора, вырабатывающего импульс длительностью 5 мксек, мощностью 600 квт, с частотой повторения 200 гц. Электронная пушка с большим током, на которую подается напряжение 10 кв, направляет электронный пучок в ускоряющий зазор в тот момент, когда напряженность высокочастотного поля максимальна. Для обеспечения стабильной работы генератора длина линии связи выбиралась оптимальной, хотя половина мощности при этом и поглощалась в водяной нагрузке. Добротность медного резонатора  $Q = 12\ 000$ , а входное сопротивление  $2,7 Mом.$  Во время работы средний ток пучка составляет 70 мка при максимальной энергии частиц 1,2 Мэв.

Колеман [31, 85] применил одиночный резонатор, в котором с помощью двух магнетронов через независимые отверстия связи возбуждаются колебания вида  $TM_{010}$  с частотой 2,8 Гц. При общей входной мощности 800 квт максимальная энергия частиц составляет 1,5 Мэв. Для инжектирования электронов в ускоряющий резонатор с требуемой скоростью и нужным сдвигом фаз, что обеспечивает высокую энергию на выходе, применяется резонатор для предварительного группирования. Последовательные электроды соединены с делителем на сопротивлениях, так что их потенциалы распределены по параболическому закону. Частицы совершают простое колебательное движение в этом поле и приобретают энер-

гию при каждом прохождении ускоряющего промежутка, если высокочастотное поле синхронизовано с этим движением. Более эффективная работа ускорителей резонаторного типа может быть достигнута с помощью изоляторов [224].

### 21.2.2. Многорезонаторные системы

Если имеющаяся в нашем распоряжении высокочастотная мощность распределена между  $N$  резонаторами с надлежащим подбором фаз, то энергия частиц в электронном ускорителе увеличивается в  $N^{1/2}$  раз по сравнению со случаем одного отдельного резонатора. Это справедливо до таких значений  $N$ , при которых затухание становится существенным. Для обеспечения непрерывного ускорения релятивистских электронов резонаторы должны быть возбуждены со сдвигом фаз на  $180^\circ$ . Резонаторы могут питаться от главного волновода с помощью последовательности Т-образных соединений через независимые фазосдвигающие устройства, например диэлектрические стержни. Стабильность частоты генератора может быть достигнута за счет поглощения [119] одной трети или половины мощности эквивалентной нагрузкой, или благодаря применению отдельных усилителей мощности, возбуждаемых задающим генератором. Для обеспечения оптимальных условий пролета обычно используются проходные резонаторы.

Рассмотрим использованную автором конструкцию многорезонаторного ускорителя со шлейфовой волноводной системой, которая показана на рис. 21.4. Ускоряющее поле предположительно равно  $125 \text{ кв/см}$ , так что при длине зазора  $2 \text{ см}$  получается увеличение энергии на  $0,25 \text{ Мэв}$ . В точке  $A$  входная скорость электронов из электронной пушки с напряжением  $25 \text{ кв}$  равна  $0,32 \text{ с}$ , так что скорость после первого резонатора в точке  $B$  составляет  $0,75 \text{ с}$  (энергия  $275 \text{ кэв}$ ). При частоте  $3 \text{ Гц}$  время пролета будет  $0,38$  периода. Поэтому, чтобы электроны попали в зазор в правильной фазе, пролетное время от  $B$  до  $C$  выбрано равным  $0,12$  периода. Поскольку скорость электронов на пути  $BC$  составляет  $0,75 \text{ с}$ , то длина отрезка равна  $0,92 \text{ см}$ . Аналогично скорость в точке  $D$  равна  $0,81 \text{ с}$  (энергия  $525 \text{ кэв}$ ), а расстояние  $DE$   $2,2 \text{ см}$ . Далее, скорость в точке  $F$  равна  $0,87 \text{ с}$  (энергия  $775 \text{ кэв}$ ), а отрезок  $FC$   $2,25 \text{ см}$ . Наконец, скорость в точке  $H$  составляет  $0,94 \text{ с}$  (энергия  $1025 \text{ кэв}$ ), а время пролета зазора  $0,22$  периода. Чтобы удовлетворить фазовым требованиям, электрическая длина волновода между зазором равняется  $360^\circ$ , для чего с помощью шлейфов осуществляется сдвиг на  $180^\circ$ . При шунтовом сопротивлении  $0,5 \text{ Мом}$  для каждой из восьми полуволновых секций волновода потребляемая мощность равна  $500 \text{ квт}$ . Вся система заключена в вакуум-плотную оболочку.

В электронных ускорителях было использовано большое количество различных расположений резонаторов. В соответствии со своей конструкцией эти ускорители различаются по таким параметрам; как дисперсия, время установления, к. п. д., виды колеба-

ний, регулировка связи и стоимость. Вероятно, будет правильно сказать, что при ускорении частиц до высоких энергий много-резонаторные системы были вытеснены другими устройствами. Электрические параметры типичных электронных ускорителей приведены в табл. 21.2.

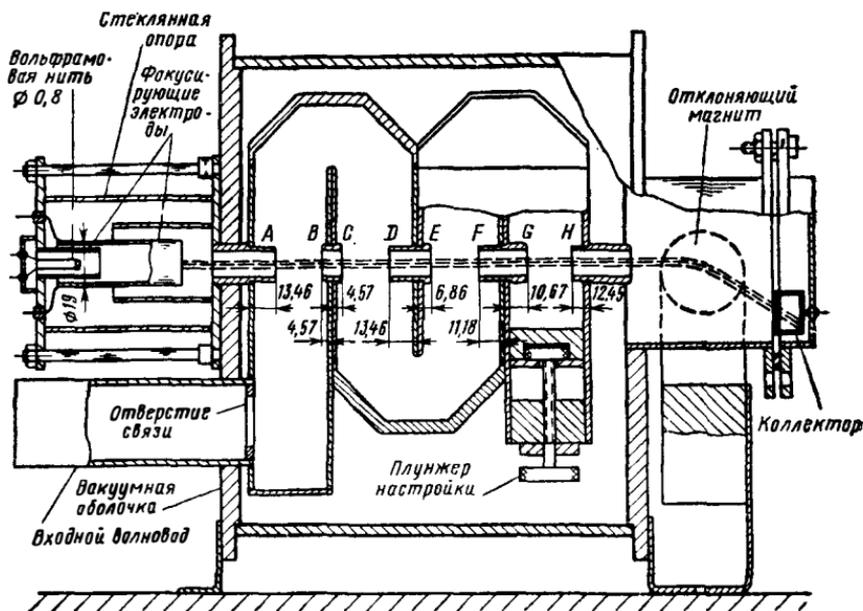


Рис. 21.4. Электронный ускоритель со сложенным волноводом. Частота 3 Гц, входная мощность 2,5 Мвт, напряжение на пушке 25 кв, размеры волновода 72,4×34,0 см, длина зазора 20,6 см, энергия частиц на выходе 1 Мэв.

Таблица 21.2

Многорезонаторные электронные ускорители

Автор	Тип структуры	N	Частота, Гц	Входная мощность, Мвт	Выход	
					энергия, Мэв	ток, мка
Аллен и Саймондс [3]	Резонатор	3	3,0	—	—	—
Миллер [107]	Резонатор	5	3,0	1,0 (3 мксек при 100 гц)	1,5	0,25
Шультц и др. [145, 146]	Резонатор	8	0,58	—	10	—
Гудспес [69]	Спиральный волновод	10	—	—	—	—
Куллен и Грей [34]	Сложенный волновод	3	2,8	0,25	0,3	—

Многорезонаторные системы нашли применение для ускорения таких частиц, как протоны. Из-за своей малой скорости протоны в дрейфовом пространстве должны быть заэкранированы от высокочастотного поля, пока оно находится в неподходящей фазе. Типичная структура, приведенная на рис. 21.5, *а*, имеет в длину много метров и может рассматриваться как последовательность двойных проходных симметричных резонаторов, показанных на рис. 21.5, *б*, непрерывно возбуждаемых в такой фазе, что токи,

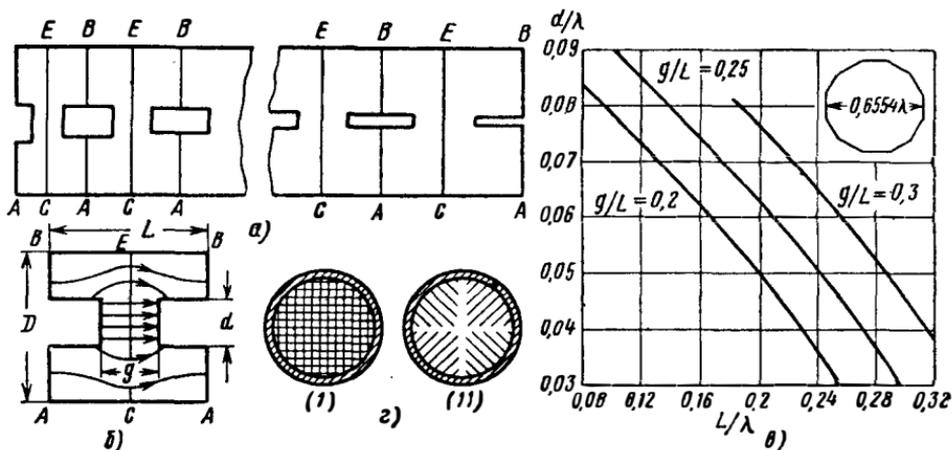


Рис. 21.5. Протонный ускоритель с одним резонатором.

В резонаторе происходит увеличение энергии протонов от 4 до 31,5 Мэв. *а* — секция резонатора и трубка дрейфа; *б* — элемент волноводной системы; *в* — расчетные данные; *г* — два типа сеток. (См. [125].)

протекающие по противоположным сторонам соседних поверхностей *AB*, взаимно компенсируются. Вся система резонирует на колебаниях вида  $TM_{010}$ , и данные для расчета, согласно Оппенгеймеру, Джонстону и Ричману [125], приведены на рис. 21.5, *в*, где даны отношения размеров, позволяющие легко производить перерасчет на желаемую длину волны. Эти данные подчиняются следующему эмпирическому соотношению:

$$(g/L) = 1,63 (D/\lambda) + 1,096 (L/\lambda) + 3,58 (d/\lambda) - 1,271. \quad (21.22)$$

Как показано в разд. 10.1, такие системы обладают большим количеством возможных резонансов, частота которых для колебания с номером *n* равна

$$f_n = f_0 [1 + (nc/2f_0 L)^2]^{1/2}, \quad (21.23)$$

где  $f_0$  — частота колебания при  $n = 0$ .

При длине системы 12 м и  $f_0 = 200$  МГц частота ближайшего колебания для  $n = 1$  отстоит от  $f_0$  только на 0,17%. Чтобы обеспечить точную работу, правильные значения допусков на пространственные размеры были рассчитаны [127] с помощью теории возму-

щений. Радиальная фокусировка и фазовая устойчивость достигнуты с помощью системы сеток, два вида которых приведена на рис. 21.5, а, размещенных у входного конца трубки дрейфа таким образом, что силовые линии высокочастотного электрического поля замыкаются в пределах пучка [230, 240].

Таблица 21.3

**Многорезонаторные протонные ускорители**

Автор	Длина структур, м	Вход			Выход	
		мощность, Мвт	длительность им- пульса, мксек	частота повто- рная, гц	энергия, Мэв	средний ток, мка
Альварец и др. [4, 5]	12	2,2	600	15	31,5	0,4
Корк [32]	3,6	0,5	—	—	9,9	3000
Дей и др. [35]	3,6+12 +12	0,6; 2,2 или 3,2	200	60	10,40 или 68	(макс) 0,1

Было сконструировано несколько многорезонаторных протонных ускорителей, преимуществами которых являются относительно большой ток на выходе и легкость вывода пучка. В соответствии с размерами устройства протоны получают начальную энергию от 500 кэв в генераторе Кокрофта — Уолтона до 4 Мэв в генераторе Ван де Граафа. Типичный диаметр пучка равен 1 см при угловой расходимости  $10^{-3}$  рад; источник высокочастотного напряжения состоит [175] из 26 элементов, каждый из которых включает в себе 4 параллельных триода, дающих мощность 85 квт. В табл. 21.3 приведены электрические параметры построенных ускорителей, причем во всех случаях частота равна 200 Мгц.

**21.3. ЛИНЕЙНЫЕ УСКОРИТЕЛИ С БЕГУЩЕЙ ВОЛНОЙ**

**21.3.1. Применение замедляющих систем**

В линейном ускорителе с бегущей волной высокочастотная мощность, поступающая на вход замедляющей системы, поглощается стенками по мере распространения вдоль линии, в результате чего ускоряющее поле экспоненциально затухает. В качестве замедляющей системы можно использовать нагруженные штырями прямоугоньными волноводы и коаксиальные линии [156], но в большинстве линейных ускорителей применяется приведенный на рис. 21.6, а круглый волновод с диафрагмами, в котором колебания вида  $TM_{01}$  создают аксиальное электрическое поле. Хорошо известно, что такая система имеет низкочастотную границу пропускания, как всякий волновод, а также и высокочастотную границу пропускания при  $\pi$ -колебаниях, т. е. когда колебания в соседних резонаторах

происходят в противофазе. Фазовую скорость в пределах полосы пропускания можно регулировать изменением радиуса диафрагмы или волновода [152, 153]. Было получено [170] и проверено экспериментально [118] точное выражение для фазовой скорости в системах с  $n > 5$ , где  $n$  — число диафрагм на расстоянии, равном длине волны в вакууме. Эти и другие результаты [48, 159] при некоторых предположениях указывают на верхний предел для энергии, которую может набрать релятивистская частица в такой системе, если  $n$  лежит между 3 и 4.

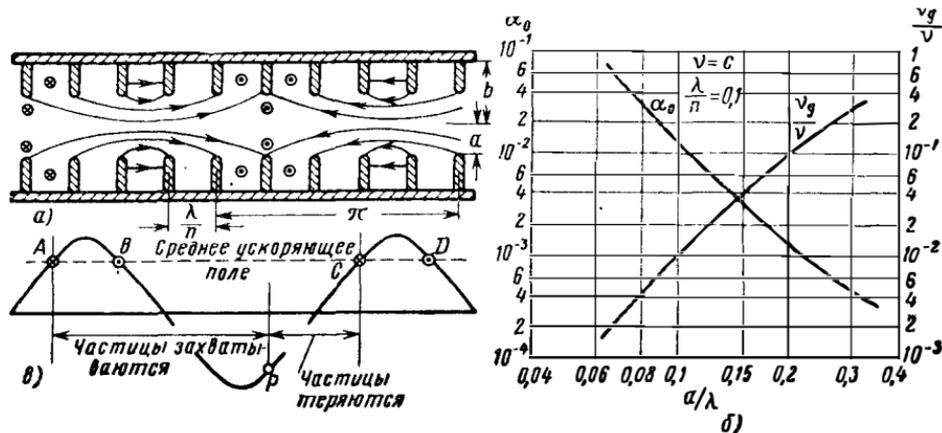


Рис. 21.6. Данные линейного ускорителя, работающего с колебаниями вида  $TM_{01}$ :

$a$  — поля в волноводе, нагруженном диафрагмами;  $b$  — коэффициент затухания ( $\alpha = \alpha_0 \lambda^{-3/2}$ ) для меди и групповая скорость;  $v$  — фазовая фокусировка частиц; ● — устойчивое равновесие, ⊙ — неустойчивое равновесие. (См. [44].)

Характеристики линейных электронных ускорителей обсуждались Харви [57] и Фраем и др. [42, 43, 44, 45], которые отметили, что удобным показателем качества замедляющей системы с точки зрения энергии частиц на выходе является шунтовое сопротивление [22], которое на единицу длины определяется формулой

$$Z_{sh} = 3,3 \cdot 10^4 (\sigma/\lambda)^{1/2} [\sin(\pi/n)/(\pi/n)]^2 / (n + 2,62). \quad (21.24)$$

Например, если  $n = 3,5$  и  $\lambda = 0,1$  м,  $Z_{sh}$  становится равным 100  $Мом/м$ , и при мощности 1  $Мвт$ , подводимой к ускорителю длиной 100 м, энергия частиц на выходе составит 100  $Мэв$ . Когда размер диафрагм фиксирован, а он обычно выбирается таким, чтобы мог пройти только пучок, то существует верхний предел длины системы, при котором еще не происходит потерь энергии на затухание. Это такая длина, при которой 90% мощности поглощается в стенках волновода и 10% поступает на оконечную согласованную нагрузку. Некоторые данные по затуханию приведены на рис. 21.6, б. Когда внешний диаметр гофрированной поверхности подобран так, чтобы фазовая скорость совпадала со скоростью света, а частота равня-

лась 3 Гц, при радиусах диафрагм 2,4 и 6 см связанная с затуханием предельная длина составляет при пяти резонаторах на длину волны соответственно 3,5; 40 и 130 м с шунтовым сопротивлением 180, 1400 и 3000 Ом. Для систем, представляющих практический

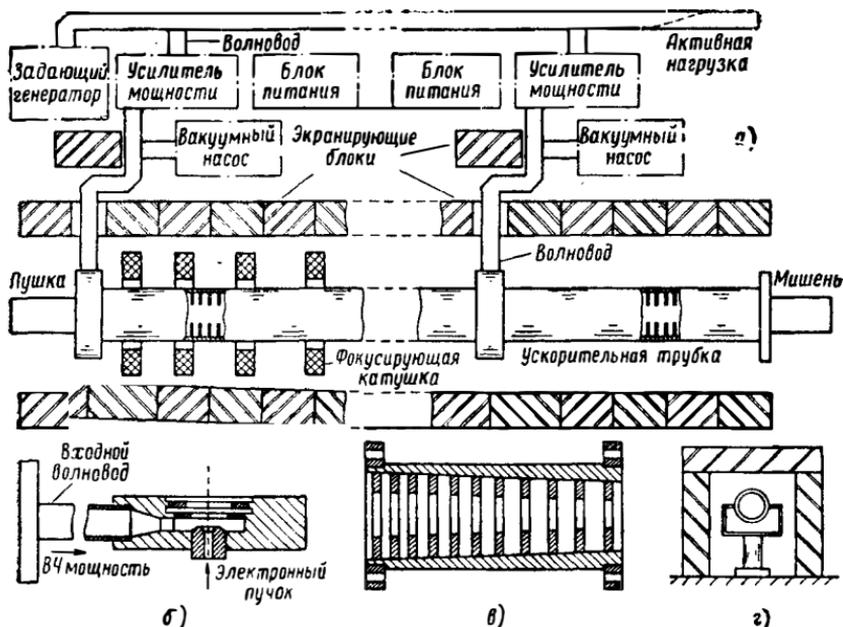


Рис. 21.7. Типичный электронный ускоритель с бегущей волной: а — первая и последняя секции ускорителя; б — сочленение прямоугольного и гофрированного волноводов; в — первый группирователь; г — секция экрана от излучения. (См. [26].)

интерес, аксиальное ускоряющее электрическое поле выражается [170] через мощность  $P$ , распространяющуюся вдоль линии при фазовой скорости, равной  $c$ , при помощи удобного теоретического соотношения

$$E_z = (480 P)^{1/2} (\lambda / \pi r^2), \quad (21.25)$$

где  $r$  — радиус диафрагмы.

Поскольку в линейном ускорителе частицы должны следовать в компактном сгустке, то необходимо обеспечить аксиальную и радиальную устойчивость. Из рис. 21.6, в видно, что частицы, инжектированные с правильной фазой, будут непрерывно получать энергию от высокочастотного поля при условии, конечно, что фазовая скорость и скорость частиц равны между собой. Таким образом, у линейного ускорителя имеется тенденция к образованию и поддержанию электронных сгустков. Электроны стремятся также диффундировать в радиальном направлении, чему препятствует постоянное продольное магнитное поле. Радиальная фокусировка значительно упрощается при очень высоких энергиях. Если перейти

в систему отсчета, связанную с электроном, имеющим постоянную массу, то длина ускорителя уменьшается примерно в 1000 раз, в то время как поперечные размеры релятивистски, конечно, остаются неизменными. Некоторого улучшения можно достигнуть при помощи предварительного группирования [128, 129, 130, 131] электронного пучка до инжекции.

При высоких энергиях экономичнее разделить ускоритель на секции, каждая из которых питается от своего собственного генератора. Обычно высокочастотным источником является усилительный клистрон, вырабатывающий импульс мощностью 20 *Мвт* с длительностью 2 *мксек* и частотой повторения 60 *гц*. Типичное расположение элементов ускорителя приведено на рис. 21.7, при обычно употребляемой фазовой скорости требуется около 1 *мксек* для поступления высокочастотной энергии в каждую секцию. Положение диафрагм в волноводных секциях устанавливается с большой точностью. Для волновода диаметром 8,283 *см* подходящими являются диафрагмы толщиной 0,607 *см* с круглым центральным отверстием диаметром 2,275 *см*, разнесенные друг от друга на 2,624 *см*. Линейный ускоритель на очень большие энергии должен иметь большую длину. При ускоряющем поле 150 *в/см* для достижения энергии в 10 *Гэв* длина должна составлять 670 *м* и здесь возникают серьезные трудности [233] в изготовлении волновода с требуемой точностью и в поддержании требуемых фазовых соотношений между генераторами. Было сконструировано большое количество линейных ускорителей с бегущей волной [7, 68, 97, 166, 167, 198, 206, 218, 243, 246], в табл. 21.4 приведены их основные данные, причем во всех случаях рабочая частота лежит в диапазоне 2,8—3,0 *Гц*.

Таблица 21.4

Линейные ускорители с бегущей волной

Автор	Длина, м	Вход		Выход	
		мощность, <i>Мвт</i>	рабочий цикл, <i>мксек</i>	энергия, <i>Мэв</i>	средний ток, <i>мкА</i>
Фрай и Волкиншоу [44] . . .	1,8	2,0	400	4,0	60
Чик и Миллер [24] . . . . .	7,5	6×6,0	1500	25	1500
Чодоров и др. [26] . . . . .	66	21×9,0	60	630	1,0
Бекер и Касвелл [10] . . . . .	4,2	0,9	—	6,0	—
Пост и Ширен [134] . . . . .	4,2	20	120	40	—

### 21.3.2. Некоторые методы конструирования ускорителей

В ряде работ [40, 57, 58] было предложено использовать для изготовления замедляющих систем вкладыши из твердых диэлектриков. Волноводы с такими вкладышами обладают значительными потерями. Значительно большего успеха добились Харви и др. [59] с помощью анизотропного диэлектрика; для удовлетворительной работы диэлектрическая проницаемость материала в радиальном

направлении должна быть больше, чем в продольном. Существующие в природе вещества не обладают достаточной анизотропией и для ее достижения применяется ряд равноотстоящих тонких керамических дисков из двуокиси титана с  $\epsilon$  около 95. Такие диэлектрические нагрузки позволяют строить ускорители меньших размеров, в то время как требуемая высокочастотная мощность составляет половину необходимой в случае полностью металлического гофрированного волновода. Основными параметрами, которые

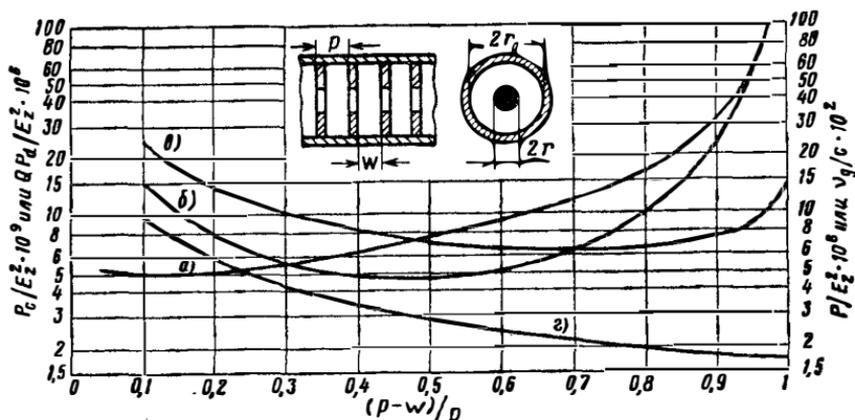


Рис. 21.8. Характеристики линейного ускорителя с волноводом, нагруженным анизотропным диэлектриком: а — потери в металле; б — потери в диэлектрике; в — последовательная проводимость; г — групповая скорость. (См. [59].)

определяют величину шунтового сопротивления, являются диэлектрическая проницаемость, добротность  $Q$ , степень слоистости  $(p-w)/p$  и радиус центрального отверстия  $r$ . На рис. 21.8 показана зависимость потерь в меди (кривая а) и диэлектрике (кривая б) от  $(p-w)/p$  при  $r = 1$  см и  $\lambda = 10$  см, если внешний радиус остается порядка 3 см. Кривые в и г на рис. 21.8 характеризуют изменение последовательной проводимости и групповой скорости.

Показатель качества линейного ускорителя можно улучшить, закрыв концы замедляющей системы, так что она становится резонансной и вся входная мощность рассеивается на стенках. При обычных значениях добротности  $Q$  время, необходимое для того, чтобы амплитуда колебания достигла 90% от своего конечного значения, составляет около 1 мксек. Такой ускоритель со стоячей волной обладает дискретными видами колебаний, и, чтобы обеспечить достаточное отделение от соседних видов колебаний, у Лаутона и Хана [95] ускоритель работал в середине полосы пропускания. Другие резонансные ускорители были сконструированы Сарацином [140] и Демосом, Кипом и Слэтером [36], которые при длине 6,4 м получили энергию электронов в 18 Мэв: ускоритель питался

от 21 перестраиваемого магнетрона, причем резонансная система обладала тем преимуществом, что могла стабилизировать частоту генераторов.

Высокую энергию при малой длине ускорителя можно получить при помощи частотного резонанса, применяя обратную связь [214]. Схематическое устройство такого ускорителя, описанного Саксоном [141], приведено на рис. 21.9, а, из которого видно, что остаточная высокочастотная мощность поступает с соответствующим

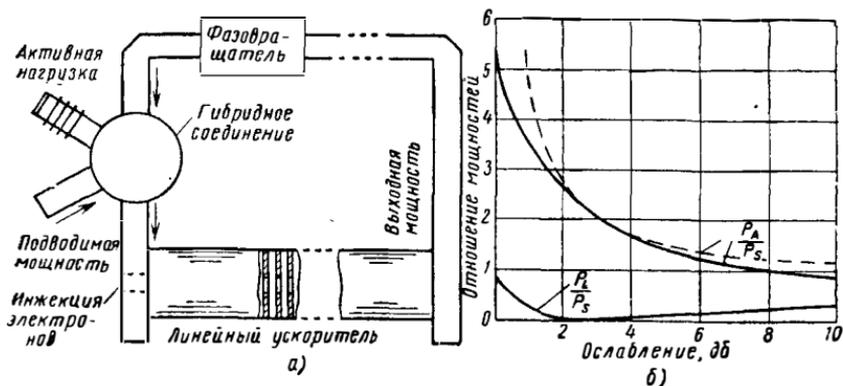


Рис. 21.9. ● Обратная связь в ускорителе с бегущей волной:

а — основная волноводная схема; б — коэффициент нарастания мощностей; сплошная кривая для  $k=1$ , пунктирная — для оптимального значения  $k$ . (См. [141].)

образом подобранной фазой обратно на вход через волноводный мост, где она смешивается со входной мощностью и еще раз проходит через ускоритель. Мост сконструирован таким образом, что если в два плеча поступают мощности соответственно  $kP$  и  $P$ , то при правильном подборе фаз в одно из двух других плеч пройдет мощность  $(k+1)P$ , а в оставшееся плечо мощность не поступает. Множитель  $k$  равен единице для двойного волноводного тройника, гибридного кольца и ответвителя на 3 дБ, но может принимать другие значения для кругового гибридного соединения.

На рис. 21.9, б приведена зависимость отношения мощностей  $P_A/P_S$  и  $P_L/P_S$  для случая  $k=1$  от затухания в замкнутом контуре, где  $P_S$  — мощность источника, а  $P_A$  и  $P_L$  — мощности, поступающие в ускоритель и активную нагрузку. Хорошо видно, что, когда затухание равно 3 дБ, отношение мощностей равно 2 и в активную нагрузку никакой мощности не поступает. Для всякого другого значения затухания при выборе моста с правильным значением  $k$  максимальное отношение мощностей дается пунктирной кривой. Также видно, что применение соединения с единичным коэффициентом трансформации в широком диапазоне изменения затухания не приводит к значительной потере мощности. Такую цепь с обратной связью применил Миллер [109, 110, 111] в ускорителе длиной 2,7 м и получил энергию частиц, равную 8 Мэв, при токе пучка

60 ма и при входной мощности 1,86 Мвт. Энергия частиц в других ускорителях при токе пучка 200 ма составляет 4 Мэв при импульсной высокочастотной мощности в 2 Мвт. Линейные ускорители могут иметь свои собственные источники энергии [203], а также обладать вспомогательными резонаторами для отклонения пучка [196].

Линейные ускорители могут применяться для получения легких ионов с высокой энергией [11, 12], но при конструировании таких устройств возникают новые проблемы и трудности, связанные со значительно меньшей фазовой скоростью. Волноводы с диафрагмами при энергии частиц на выходе, превышающей 100 Мэв, привели бы к таким потерям высокочастотной мощности на затухание, что разработка такого ускорителя теряет смысл. Протоны с энергией, соответствующей современным требованиям, были получены Септеем [148, 149, 187], а также Чиком и Петри [23, 25] при использовании в качестве замедляющей структуры спирали. Проволочная спираль была намотана на стеклянную трубку, из которой для свободного прохождения протонов вдоль ее оси был откачен воздух, тогда как с внешней стороны трубки давление составляло  $10,4 \text{ кг/см}^2$ , чтобы предотвратить высокочастотный пробой между витками.

Радиус спирали равнялся 1 см, а шаг изменялся от 4 мм на входе до 4,6 мм на выходе при ускорении частиц от 2,5 до 4 Мэв. Это ускорение осуществлялось на расстоянии 1,2 м при импульсной мощности 500 квт на частоте 300 Мгц; ток пучка в течение 6 мксек импульса составлял 25 мка. Спираль является широкополосной структурой, и Гэллоп [46] предложил использовать ее для получения протонов с узким спектром, но со средней энергией, изменяемой в широком диапазоне, например 3—50 Мэв, при помощи регулировки частоты возбуждения.

Другие протонные ускорители также имеют спиральную замедляющую систему [200, 201, 226, 229, 233].

## 21.4. ОРБИТАЛЬНЫЕ ИЛИ ЦИКЛИЧЕСКИЕ УСКОРИТЕЛИ С ПОСТОЯННЫМ ПОЛЕМ

### 21.4.1. Циклотроны

Первым циклическим ускорителем элементарных частиц, построенным и успешно работавшим, явился циклотрон с постоянной частотой, описанный Лоуренсом и Ливингстоном [93, 94]. Общее устройство обычного циклотрона показано на рис. 21.10, а; он состоит из двух электродов D-образной формы, между которыми приложено высокочастотное электрическое поле синхронное с движением частиц; помимо этого имеется постоянное магнитное поле, направленное перпендикулярно к электродам. Ускоряемыми частицами обычно являются тяжелые ионы, движущиеся с доста-

точно малыми скоростями, так что  $W_k \ll W_0$  и частота вращения, определяемая уравнением (21.19), становится равной

$$f = eB_0 c^2 / 2\pi W_0 = eB_0 / 2\pi m, \quad (21.26)$$

оставаясь практически постоянной. Если неоднородность электрического поля между D-образными электродами мала, то частица при каждом пролете через зазор приобретает [29] энергию  $eV_g \cos 2\pi f t$ , где  $2\pi f t$  представляет собой фазу электрического поля,

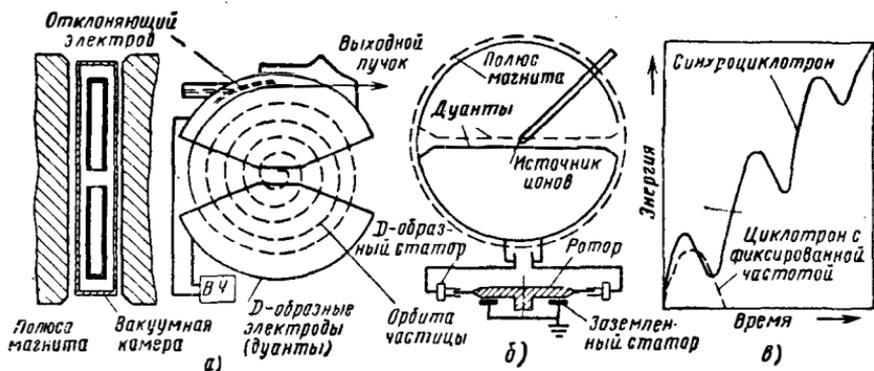


Рис. 21. 10. Типы циклотронов:

а—циклотрон с постоянной частотой; б—фазотрон с переменной частотой; в—зависимость энергии частиц от времени для обоих видов ускорителей. (См. [41].)

при которой частица попадает в зазор. После  $N$  полных оборотов частица имеет полную энергию, очень близкую к

$$W = 2eNV_g \cos 2\pi f t. \quad (21.27)$$

Частицы инжектируются с помощью специальной пушки, и когда они достигают желаемой энергии, то выводятся через окно из тонкой фольги с помощью отклоняющей системы. Рабочая частота была около 20 Мгц при входной мощности приблизительно 300 квт; добротность электродного контура обычно имеет порядок нескольких тысяч. Практический верхний предел энергии протонов составляет около 50 Мэв при диаметре магнитных полюсов 1 м, и поскольку сгусток ускоренных частиц получается в каждом периоде, то средняя интенсивность пучка достигает 300 мка. Был сконструирован [73, 139, 154] трехфазный циклотрон для ускорения протонов, дейтронов и тритонов.

Типичное значение магнитной индукции в циклотроне составляет 12 000 гс, для чего требуется магнит весом 400 т, потребляющий мощность 60 квт. Необходимость создания магнитного поля во всей области, включая конечную орбиту частицы, приводит к быстрому росту стоимости ускорителя с увеличением энергии частиц на выходе. Более того, максимальная энергия, получаемая в обычном циклотроне, ограничена радиальным уменьшением магнитного поля,

необходимым для устойчивости орбиты, и релятивистским увеличением массы ускоряемых частиц. Уравнение (21.19) показывает, что  $f$  уменьшается с ростом кинетической энергии  $W_k$ ; частицы выпадают из синхронизма с ускоряющим полем, что вызывает ограничение конечной энергии.

### 21.4.2. Фазотрон (синхроциклотрон)

Способы преодоления релятивистских ограничений в циклотроне были предложены независимо Олифантом [122], Векслером [168] и Макмилланом [100]. Они показали, что ускорение частиц с высокой энергией может успешно продолжаться, если постепенно уменьшать частоту высокочастотного поля. Такой циклотрон с частотной модуляцией, или фазотрон, схематически показан на рис. 21.10, б; высокочастотная энергия подводится только к одному электроду, в то время как другой заземлен.

Рассмотрим частицу, начинающую движение из центра в момент, когда частота высокочастотного поля равна  $eV_0/2\pi m_0$ . Если бы эта частота оставалась постоянной, то частица постепенно отставала бы по фазе до тех пор, пока при некотором радиусе она не начала тормозиться и не возвращалась бы, наконец, в центр, как это показано пунктирной кривой на рис. 21.10, в. Если, однако, частота медленно уменьшается, то частица не будет отставать по фазе так быстро и достигнет большего радиуса перед торможением. Важным дополнительным моментом является то, что при торможении частицы опять быстро попадают в фазу и опять ускоряются. Этот процесс продолжается до тех пор, пока частицы не достигнут максимального радиуса имеющейся камеры; изменение их энергии со временем показано на рис. 21.10, в. Частицы движутся по орбитам, радиус которых колеблется около непрерывно раскручивающейся спирали; чем больше высокочастотное напряжение и чем медленнее изменяется частота, тем больше размах этих колебаний.

Т а б л и ц а 21.5

Фазотроны для ускорения протонов

Авторы	Диаметр конечной орбиты, см	Выход	
		энергия, Мэв	средний ток, мка
Ливингстон [98] . . . . .	467	200	—
Барнес и др. [8] . . . . .	330	240	0,1
Пикаванс и др. [132] . . . . .	—	180	0,5
Чик и Миллер [24] . . . . .	—	400	1,0
С. Е. R. N. [176] . . . . .	—	600	—

Этот принцип фазовой устойчивости был подтвержден Ричардсоном и др. [138] при модификации циклотрона с диаметром 94 см. С тех пор было построено [248] несколько больших фазотронов для

ускорения протонов, и их параметры приведены в табл. 21.5; во всех конструкциях рабочая частота была около 20 Мгц, частота модуляции 200 гц. При энергии частиц 400 Мэв магнит весит 1650 т и потребляет мощность 840 квт. Поскольку индукция магнитного поля в области конечной орбиты при магнитах с железными полюсами не может превысить 15 000 гс, то диаметр магнита ускорителя на 1 Гэв был равен по крайней мере 7,5 м, а так как орбиты проходят во всей области внутри окружности этого диаметра, то размеры требуемого магнита по экономическим соображениям ограничивают выходную энергию.

### 21.4.3. Электронные циклотроны

Электронный циклотрон, или микротрон, является ускорителем, в котором все орбиты частицы касаются друг друга в одной точке ускоряющего зазора резонатора, как это показано на рис. 21.11, а

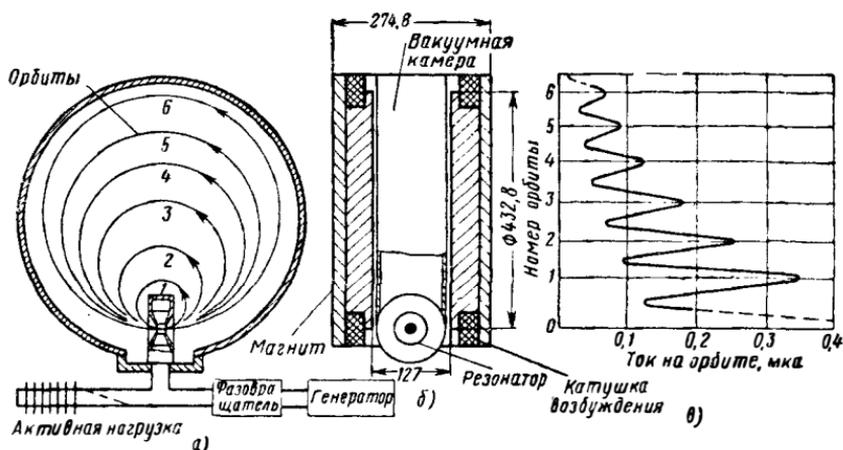


Рис. 21.11. Электронный циклотрон или микротрон. Ускоритель работает на частоте 3 Ггц.

а — электрическая схема и орбиты частиц; б — магнит в сборе; в — токи на различных орбитах. (См. [79, 61].)

и б. Этот вид ускорителя был впервые предложен Векслером [168] и позднее построен в нескольких вариантах [63, 137, 178, 179]. Электрон запаздывает по фазе на один период за каждый оборот в постоянном магнитном поле и получает постоянное приращение энергии  $\Delta W$  при каждом прохождении через зазор резонатора. Можно показать [79, 228], что радиусы последовательных орбит различаются на  $v\Delta W/B_0ec$ , а времена оборотов превышают эту величину в  $2\pi/v$  раз. Разность времен оборотов равна периоду высокочастотного колебания, если

$$B_0 = 2\pi f \Delta W / ec. \quad (21.28)$$

В простейшем случае  $\Delta W$  выбирается равным  $W_0$ . Типичные кривые орбитального тока, полученные с помощью подвижного зонда, приведены на рис. 21.11, в.

Проблема инжекции обычно решается просто: ускоряются покоящиеся электроны, источником которых является автоэлектронная эмиссия с краев зазора резонатора. Вывести пучок частиц из системы сравнительно просто из-за большого разделения орбит. Электроны в микротроне обладают фазовой устойчивостью, если они проходят зазор в резонаторе после того, как электрическое поле достигло своего максимума. Эта устойчивость позволяет ввести спадание с радиусом магнитного поля, что обеспечивает фокусировку относительно средней плоскости. Связанное с ускорением увеличение массы электрона также приводит к уменьшению поперечной составляющей скорости, поскольку поперечный момент сохраняется. Было проделано [62, 71, 144] более детальное исследование условий устойчивости. Для увеличения эффективности работы резонатор, вообще говоря, должен обладать наибольшим входным сопротивлением и добротностью, которые возможны при данной геометрии прибора, определяемой орбитами частиц.

Конструкция и работа микротрона на 4,5 Мэв описаны Гендерсоном, Хейманом и Дженинсом [61]. Прибор работал на частоте 3 Гц при индукции магнитного поля около 1000 гс. Диаметр конечной орбиты составлял около 30 см, источником питания служил генератор, генерирующий импульсы мощностью 500 квт, длительностью 2 мксек с частотой повторения 200 гц. Последовательно с резонатором включалась активная нагрузка, и для обеспечения оптимальной стабильности частоты фазовращатель настраивался таким образом, чтобы генератор был удален от резонатора на целое число полуволн. Построенный позднее ускоритель [179, 213], работавший на той же частоте, но при входной мощности в 2 Мвт и диаметре полюсов 1,8 м, создавал узкий пучок со средним током  $10^{-2}$  мка и энергией 29 Мэв. Кайзер и Маес [81] сконструировали микротрон на 3 Мэв с рабочей частотой 9,5 Гц. При входной мощности в 100 квт можно работать в режимах набора 102, 127, 170 и 255 кэв энергии за каждый пролет. Разработка и отладка микротронов вместе с результатами экспериментов описаны Кайзером [78], где также приведена конструкция на рабочую частоту 24 Гц. Были сконструированы также другие ускорители, сходные по принципу действия [202, 204, 210, 219, 221, 222, 225, 227].

## 21.5. ИНДУКЦИОННЫЕ ЦИКЛИЧЕСКИЕ УСКОРИТЕЛИ

### 21.5.1. Бетатроны

Другой класс составляют ускорители индукционного типа, в которых изменяется индукция магнитного поля. Одним из таких ускорителей является бетатрон [241], разработанный Карстом [86, 89] и схематически показанный на рис. 21.12, а. При изменении по-

тока магнитной индукции возникает тангенциальное электрическое поле, которое непрерывно ускоряет электроны. Скорость изменения магнитного поля подбирается таким образом, чтобы при своем движении заряженные частицы все время находились внутри тороидальной камеры.

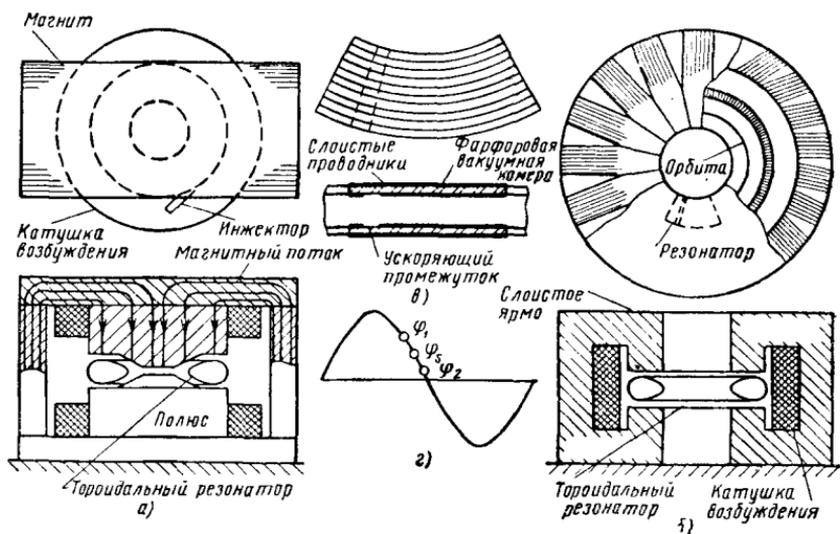


Рис. 21.12. Индукционные циклические ускорители электронов: а — бетатрон; б — синхротрон; в — ускоряющий резонатор; г — фазовая диаграмма. (См [41].)

При исследовании теории работы [237] бетатрона Стейнбек [158], Керст и Сербер [87] показали, что кинетическая энергия, набираемая частицами за один оборот, равна

$$\Delta W_k = e d\Phi/dt = 2\pi r F = 2\pi r dp/dt, \quad (21.29)$$

где  $d\Phi/dt$  — скорость изменения потока индукции через орбиту. Интегрируя выражение (21.29), получим

$$p - p_0 = e (\Phi - \Phi_0) / 2\pi r, \quad (21.30)$$

так что изменение количества движения пропорционально изменению потока. Для покоившейся в начальный момент частицы  $p_0 = 0$

$$p = e \Delta\Phi / 2\pi r, \quad (21.31)$$

где  $\Delta\Phi$  — изменение потока индукции. При условии, что радиус орбиты частиц не изменяется, уравнения (21.14) и (21.15) дают

$$rB = p/e = \Delta\Phi / 2\pi r. \quad (21.32)$$

Таким образом существует равновесная орбита с постоянным радиусом  $r_e$ , при условии изменения магнитного потока таким образом, что соотношение

$$\Delta\Phi = 2\pi r_e^2 B \quad (21.33)$$

выполнено в каждый момент времени, т. е. поток внутри орбиты должен нарастать со скоростью, равной удвоенной скорости увеличения однородной индукции  $B$  через поверхность, ограниченную орбитой. Если частицы инжектируются с энергией, соответствующей значению поля в этот момент времени, то после этого необходимо только выполнить соотношение

$$\Delta\Phi = 2\pi r_e^2 (B - B'), \quad (21.34)$$

где  $B'$  — требуемое значение индукции при инжекции.

Уменьшение магнитной индукции с радиусом обеспечивает магнитную фокусировку относительно средней плоскости; если индукция спадает медленнее, чем  $\frac{1}{r}$ , то орбиты устойчивы: электрон, отклонившийся от круговой траектории, будет колебаться вокруг нее, причем амплитуда колебаний уменьшается с ростом энергии частицы. Индукция магнитного поля колеблется с основной частотой резонансного контура, образуемого индуктивностью обмотки магнита и набором конденсаторов, причем максимальная индукция в районе орбиты составляет 5000 *гс*.

У бетатрона на энергию порядка 100 *Мэв* [171] магнит с полюсами диаметром 1,9 *м* весит 130 *т* и при полной нагрузке потребляет 200 *квт*. Электроны инжектируются с энергией около 50 *кэв* и совершают около 250 000 оборотов в магнитном поле, получая среднее приращение энергии за один оборот около 400 *эв*. В ускорителе использована батарея конденсаторов на 24 мегавольтампер. Были построены и другие приборы на энергии 15 *Мэв* [143], 20 *Мэв* [24, 103, 257] и 315 *Мэв* [88]. Бетатроны без железа [64, 256] могут работать на частотах в диапазоне 2,5—8,0 *кГц*. Для ускорения протонов бетатрон экономически не выгоден, поскольку при той же энергии, что и у электронов, радиус магнита должен быть в 40 раз больше.

### 21.5.2. Электронные синхротроны

Размеры магнита в бетатроне можно уменьшить, если ускорять электроны высокочастотным полем, как это делается для ионов в циклотроне. Высокая частота должна быть синхронизована со средней электронной частотой, и при энергиях 2 *Мэв* и больше скорость электронов и, следовательно, эта частота остаются практически постоянными. Такой ускоритель, названный синхротроном, был предложен независимо Векслером [108] и Макмилланом [100]. Его устройство показано на рис. 21.12, б. Радиус орбиты изменяется несильно, и поскольку частицы движутся по-прежнему внутри тороидальной камеры, то можно использовать магнитное поле. Можно избежать короткого замыкания переменного магнитного поля через высокочастотную систему, используя разницу в глубинах проникновения поля высокой частоты и основного поля устройства. Для экономии места резонатор должен иметь малые вертикальные размеры, и в одной конструкции, описанной Фремлином и Гуденом [41], применен

специальный высокочастотный фарфор. Резонатор образуется частью вакуумной камеры, как это видно из рис. 21.12, *в*, а зазор, в котором возбуждается ускоряющее поле, сделан на внутренней поверхности. В этой конструкции для уменьшения вихревых токов металлические стенки резонатора сделаны слоистыми. Потребляемая синхротроном высокочастотная мощность составляет от 1 до 10 *квт*, напряжение — от нескольких сотен до 10 000 *в* или даже больше, частота — от 10 до 500 *Мгц*.

Для того чтобы электроны оставались внутри тороидальной камеры, необходимо, чтобы они приобретали на каждом обороте в среднем определенное количество энергии. Из рис. 21.12, *г* видно, что фаза, с которой электроны попадают в ускоряющий промежуток, устойчива [82, 83]. Равновесная фаза  $\varphi_s$  такова, что частицы приобретают определенное количество энергии. Если частица попадает в зазор раньше, скажем, с фазой  $\varphi_1$ , то она приобретает несколько большую энергию, чем требуется, и движется далее по кругу большего радиуса, и в результате несколько задерживается к следующему пролету. Аналогичный процесс происходит при попадании частицы в зазор с фазой  $\varphi_2$ . Эти фазовые колебания затухают со скоростью,

пропорциональной  $W^{-\frac{1}{4}}$ , и, таким образом, высокочастотное напряжение вызывает на каждом обороте приращение энергии [250], несколько большее минимального. Многие синхротроны начинают свой цикл ускорения, работая как бетатрон, а когда скорость нарастания магнитного потока спадает, например, из-за насыщения сердечника, то благодаря увеличению энергии высокочастотного поля обеспечивается постепенный и устойчивый переход к синхротронному виду работы.

Синхротронный принцип продемонстрирован впервые [52, 183] при модификации существовавшего 4 *Мэв* бетатрона на энергию 8 *Мэв*. Впоследствии был построен синхротрон на 70 *Мэв* [37], а также и на 340 *Мэв* [24], причем магнит последнего весил 88 *т* и потреблял 60 *квт*, частота повторения составляла 4,5 *гц*, а средний ток пучка  $2,5 \cdot 10^{-4}$  *мкА*. Была предложена [133] конструкция безжелезного синхротрона; она была реализована [76] на энергию 300 *Мэв*, причем магнитное поле создавалось большим током, протекавшим в катушках, расположенных около орбиты электронов. Верхний предел энергии, которого можно достичь на циклическом ускорителе, определяется излучением энергии, связанным с центростремительным ускорением, необходимым для сохранения круговой орбиты. Эти потери на излучение увеличиваются с ростом энергии, и наступает равновесие, при котором энергия излучения как раз равна получаемой от ускоряющего поля. Анализ этого излучения [72, 101, 142] показывает, что потери энергии за один оборот в электронвольтах в первом приближении равны

$$\Delta W = (6 \cdot 10^{-9} / r) (W / W_0)^4. \quad (21.35)$$

Даже для средних энергий порядка 100 *Мэв* это излучение [105,

106, 136] частично лежит в видимой части спектра [147, 189, 259]. У электронов при энергиях  $10^9$  эв и  $r = 3$  м потери энергии на излучение за один оборот составляют 30 кэв. Поскольку эти потери растут, как четвертая степень энергии, то они становятся практически неприемлемыми при энергиях порядка 3 Гэв.

### 21.5.3. Протонные синхротроны

Из уравнения (21.35) видно, что потери на излучение пропорциональны четвертой степени энергии частицы  $W_0$ , и поэтому при ускорении легких ионов могут быть достигнуты значительно большие энергии. В числе приборов, предложенных для ускорения протонов [173], был и синхротрон [20, 121, 244]. Теоретические исследования [51, 162] показали, что такое устройство представляет практический интерес. Этот ускоритель сходен с электронным синхротроном; кольцевой магнит направляет частицы по круговой орбите. В одном или нескольких местах этой орбиты высокочастотное поле, синхронизованное с движением частицы, ускоряет частицы. Условия работы таковы, что вначале  $W_k$  мало по сравнению с  $m_0c^2$ , а в конце превышает его во много раз, так что  $v/c$  постепенно возрастает от очень малых значений до единицы. Частота и магнитное поле должны соответствующим образом изменяться со временем, так чтобы ускорение происходило при постоянном радиусе орбиты. Конечная энергия частиц определяется максимальной магнитной индукцией с помощью соотношения, получаемого из уравнений (21.13) и (21.19),

$$r = (W^2 - W_0^2)^{1/2} / ecB_{\text{макс}} \quad (21.36)$$

В протонных синхротронах обычно магнитная индукция достигает своего максимального значения (около 15 000 гс) за время порядка одной секунды, из чего следует, что ярмо магнита может состоять из очень толстых слоев. В космотроне, описанном Блевитом [14] и схематически изображенном на рис. 21.13, а, радиус орбиты составляет 9 м, а конечная энергия 3 Гэв. Высокая частота изменяется от 370 кГц до 4 МГц, пучок инжектируется импульсами длительностью 100 мксек с периодом повторения 5 сек. Ток пучка в импульсе составляет около 1 мка, так что средний ток совсем мал. Магнитный поток равен 336 000 ампервитков, и при полной нагрузке магнит потребляет ток 7000 а при напряжении 4000 в. Двенадцатифазный генератор на 21 мегавольтампер, связанный с 45-тонной инерционной системой, подключен к магниту через 24 игнитрона, которые во время ускоряющего цикла работают как выпрямители. По окончании цикла ускорения игнитроны превращаются в преобразователи, обеспечивая передачу запасенной в магните энергии в инерционную систему.

Стремясь получить высокие энергии без огромных затрат, необходимых для строительства обычного ускорителя, Олифант [123] разработал и построил протонный синхротрон на 10 Гэв совершенно оригинальной конструкции. Радиус орбиты протонов был уменьшен

до 3,6 м за счет увеличения максимальной индукции в импульсе до 100 000 гс, а частота за время ускорения изменялась в 8 раз. Магнит состоит из набора проводников, расположенных соответствующим образом для получения требуемого распределения индукции, как это показано на рис. 21.13, б. Проводники охлаждаются водой, и при максимальном поле ток в них достигает значения  $5,9 \cdot 10^6$  а при плотности тока  $5000$  а/см<sup>2</sup>. Прямоугольные проводники скреплены вместе с помощью системы из дюралюминиевых пластин, что проти-

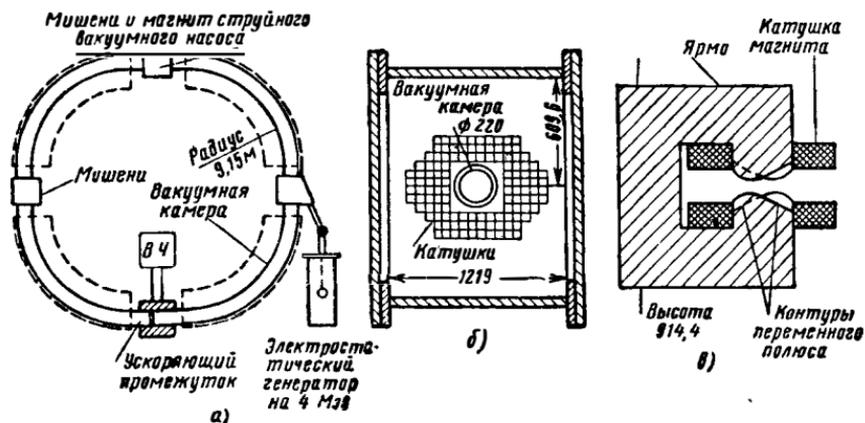


Рис. 21.13. Типы протонных синхротронов:

а—схематический план космотрона на 3 Гэв; б—поперечное сечение магнита ускорителя без железа на 10 Гэв; в—поперечное сечение магнита ускорителя с сильной фокусировкой на 25 Гэв. (См. [14, 13, 123].)

воздействует разрушающим силам взаимодействия магнитного поля с током, равным 18 т на сантиметр длины. Источником энергии является однополюсный генератор, в котором контакт с четырьмя стальными дисками диаметром 3 м, толщиной 27 см, вращающимся с частотой 900 об/мин, осуществлен с помощью струи жидкого натрия. Потребляемая энергия поступает от выпрямителя таким образом, что импульсы тока могут повторяться только с интервалами порядка 10 мин. В импульсе содержится от  $10^8$  до  $10^9$  частиц.

## 21.6. ФОКУСИРОВКА СО ЗНАКОПЕРЕМЕННЫМ ГРАДИЕНТОМ

В электронном и протонном синхротронах радиальная и осевая устойчивость создаются за счет спадания магнитной индукции с радиусом. Восстанавливающие силы ограничены условием устойчивости  $0 < \xi < 1$ , где

$$\xi = -(r/B) (dB/dr). \quad (21.37)$$

Восстанавливающие силы приводят к устойчивым бетатронным колебаниям [245], амплитуда которых обусловлена отклонениями от равновесной орбиты, вызванными распределением частиц по

углам и энергиям в инжектируемом пучке, рассеянием на остаточном газе, погрешностями в значениях магнитного поля и частоты. Частоты осевых и радиальных колебаний выражаются через частоту обращения следующим образом:

$$f_z = \xi^{1/2} f \quad \text{и} \quad f_r = (1 - \xi)^{1/2} f. \quad (21.38)$$

Соответствующие амплитуды всегда обратно пропорциональны этим частотам колебаний при данном угловом отклонении. Поэтому апертура, необходимая для отладки одного из двух видов колебаний, может быть уменьшена за счет другого вида; минимальная апертура для обоих видов получается при  $\xi = 0,5$ .

Было показано [33], что фокусирующие силы могут быть значительно увеличены, если изменять  $\xi$  с азимутом. Если круговая орбита состоит из  $N$  секторов равной длины, то наилучшие результаты получаются в том случае, если  $N$  велико и секторы имеют равные и противоположно направленные градиенты. В центре области устойчивости

$$|\xi| = N^2/16 \quad (21.39)$$

и эффективные частоты бетатронных колебаний

$$f_z = f_r = \xi N/2f, \quad (21.40)$$

где  $\xi$  — тригонометрическая функция  $\xi$  и  $N$ . Например, если  $N = 240$  и  $\xi = 3600$ , то осевой и радиальный размеры камеры составляют соответственно  $1/24$  и  $1/20$  от их значений в соответствующем синхротроне с постоянным  $\xi = 0,6$ . Такое распределение, при котором градиент магнитного поля попеременно имеет то большое положительное, то большое отрицательное значение, получило название сильной фокусировки, или фокусировки с переменным градиентом [247].

Хотя Блюит [15] предложил сильную фокусировку для линейного ускорителя, но наибольшее внимание [49, 50, 90, 91, 104] было обращено на возможность ее использования в протонном синхротроне, так как небольшое уменьшение размера камеры такого ускорителя ведет к значительному снижению размеров и веса магнита. Были построены ускорители с сильной фокусировкой на энергии до 25 Гэв. Поперечное сечение магнита типичной конструкции показано на рис. 21.13, в, на котором пунктирной линией показаны контуры полюсов магнита следующей секции, в которой градиент магнитной индукции направлен в обратную сторону. Общий вес магнитов порядка 300 т; инжекция осуществляется с помощью линейного ускорителя на 50 Мэв, и общая длина ускорителя по окружности равна 600 м. Разработаны проекты ускорителей на энергии до 100 Гэв [113, 114, 115, 180].

Было показано теоретически [157] и подтверждено на практике [30, 75], что фокусировка со знакопеременным градиентом имеет существенные преимущества в ускорителях с постоянным полем. В конструкциях с радиальными секторами сильная фокусировка

достигается за счет того, что поля в фокусирующем и дефокусирующем магнитах меняются одинаковым образом, но имеют разные знаки. Поскольку орбита в области магнита с обратным направлением поля изгибается наружу, то размеры таких ускорителей значительно больше, чем у обычного синхротрона с сильной фокусировкой. Этот недостаток устранен в спирально-секторном ускорителе, в котором магнитное поле является суперпозицией поля, нарастающего с радиусом и независящего от азимута, и поля, нарастающего с радиусом и периодического по азимуту. Гребни (максимумы) и впадины (минимумы) периодического поля чередуются по спирали, раскручивающейся под малым углом к орбите. Частица, проходящая гребни под малым углом, подвергается сильной фокусировке. Так как магнитное поле постоянно, то частота импульсов пучка определяется только частотой повторения высокочастотных циклов и поэтому интенсивность высока. Этот способ может быть использован в синхротронах [174, 231], бетатронах и циклотронах [116, 117, 234, 251].

По мере строительства ускорителей на все большие и большие энергии их пригодность все более ограничивается тем фактом, что энергия, необходимая для создания новых частиц, измеряется в системе центра масс мишени и бомбардирующей частицы. В релятивистском пределе эта энергия растет только как корень квадратный из энергии частиц на выходе ускорителя. Однако если бы удалось обеспечить столкновения двух частиц с одинаковыми энергиями, движущихся навстречу, то общая энергия в два раза превышала бы энергию одной частицы. Например, столкновение двух протонов с энергиями  $25 \text{ ГэВ}$  создает в системе центра масс энергию, эквивалентную образуемой частицей с энергией  $1300 \text{ ГэВ}$  в случае покоящейся мишени. Для достаточного взаимодействия требуются высокие плотности пучков, а для этого нужен набор последовательных импульсов частиц высокой энергии.

Из-за высокой интенсивности ускорителей с сильной фокусировкой идея встречных пучков приобрела практический интерес. Такой ускоритель состоял бы, например, из двух циклических, расположенных таким образом, что орбиты двух пучков имели бы общий сегмент на радиусе, соответствующем высоким энергиям. При такой конструкции орбиты, соответствующие высоким энергиям, претерпевают возмущения со стороны поля другого ускорителя, и поэтому требуется очень тонкая настройка, чтобы избежать неустойчивости бетатронных колебаний. Эту трудность преодолел О'Нейл [124], который предложил использовать две кольцевые накопительные камеры в одном ускорителе. Выходящий из ускорителя после каждого цикла пучок фокусируется и отклоняется магнитной системой так, что он по очереди попадает в обе камеры. Эти камеры соприкасаются так, что происходит столкновение двух пучков, и в данном случае сложная техника требуется только для управления процессами разделения и инъекции частиц. Окава [120] рассмотрел систему со встречными пучками, в которой оба пучка вращаются в разные сто-

роны в одном ускорителе. Этот ускоритель представляет существенное видоизменение радиально-секторного ускорителя с сильной фокусировкой, в котором магнитное поле создается равным числом магнитов, магнитные поля которых равны по величине и противоположны по направлению. Частицы могут ускоряться в обоих направлениях высокочастотным полем в резонаторе и быть сгруппированы при любой требуемой энергии.

## ЛИТЕРАТУРА

1. A k e l e y, E. S.: «The Study of a Certain Type of Resonant Cavity and its Application to a Charged Particle Accelerator», *J. appl. Phys.*, 1946, 17, p. 1056.
2. A k e l e y, E. S.: «On the Design of a Cavity of a Linear Electron Accelerator», *Phys. Rev.*, 1946, 69, p. 255.
3. A l l e n, W. D., and S y m o n d s, J. L.: «Experiments in Multiple-Gap Linear Accelerators of Electrons», *Proc. Phys. Soc.*, 1947, 59, p. 622.
4. A l v a r e z, L. W.: «Design of a Proton Linear Accelerator», *Phys. Rev.*, 91, 7), p. 535.
5. A l v a r e z, L. W., et al.: «Berkeley Proton Linear Accelerator», *Rev. sci. Instrum.*, 1955, 26, p. 111.
6. B a k e r, W. R., F r a n c k, J. V., and G o w, J. D.: «Linear Accelerator Oscillator and Coupling System», *Phys. Rev.*, 1948, 73, p. 535.
7. B a r e f o r d, C. F., and K e l l i e r, M. G.: «The 15-Million Electron-Volt Linear Electron Accelerator for Harwell», *Philips tech. Rev.*, 1953, 15, p. 1.
8. B a r n e s, S. W., C l a r k, A. F., C o l l i n s, G. B., O x l e y, C. L., M c C r e a r y, R. L., P l a t t, J. B., and V a n V o o r h i s, S. N.: «Note on the Rochester Cyclotron», *Phys. Rev.*, 1949, 75, p. 983.
9. B e a m s, J. W., and S n o d d y, L. B.: «Accelerator for High Voltages», *Phys. Rev.*, 1933, 44, p. 784.
10. B e c k e r, G. E., and C a s w e l l, D. A.: «Operation of a Six MeV Linear Electron Accelerator», *Rev. sci. Instrum.*, 1951, 22, p. 402.
11. B e r n a r d, M. Y.: «Effect of Variation of the Amplitude of the Accelerating Field on the Motion of Ions in Linear Accelerators», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1953, 236, p. 2226.
12. B e r n a r d, M. Y.: «The Magnitude of the Divergence caused by the Accelerating Gaps in Linear Ion Accelerators», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1954, 238, p. 675.
13. B l e w e t t, J. P.: «The Proton Synchrotron», *Rep. Progr. Phys.*, 1956, 19, p. 37.
14. B l e w e t t, M. H.: «Cosmotron — A Review», *Rev. sci. Instrum.*, 1953, 24, p. 725.
15. B l e w e t t, J. P.: «Radial Focusing in the Linear Accelerator», *Phys. Rev.*, 1952, 88, p. 1197.
16. B l e w e t t, J. P.: «Radiation Losses in the Induction Electron Accelerator», *Phys. Rev.*, 1946, 69, p. 87.
17. B o h m, D., and F o l d y, L.: «The Theory of the Synchrotron», *Phys. Rev.*, 1946, 70, p. 249.
18. B o w e n, E. G., P u l l e y, O. O., and G o o d e n, J. S.: «Application of Pulse Technique to the Acceleration of Elementary Particles», *Nature*, 1946, 157, p. 840.
19. B r a d n e r, H., C r a w f o r d, R., G o r d o n, H., and W o o d y a r d, J. R.: «Physical Design of the Berkeley Linear Accelerator», *Phys. Rev.*, 1948, 73, p. 534.

20. Brobeck, W. M., «Design Study for a Ten BeV Magnetic Accelerator», *Rev. sci. Instrum.*, 1948, **19**, p. 545.
21. Buechner, W. W., Van de Graaff, R. J., Burrill, E. A., and Sperduto, A.: «Thick-Target X-ray Production in the Range from 1250 to 2350 kilovolts», *Phys. Rev.*, 1948, **74**, p. 1348.
22. Chahid, W.: «The Shunt Resistance of Linear Accelerators», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1956, **242**, p. 244.
23. Chick, D. R., and Petrie, D. P. R.: «The Helix as a Linear Accelerator for Protons», *Nature*, 1951, **168**, p. 782.
24. Chick, D. R., and Miller, C. W.: «Particle Accelerators and their Applications», *Brit. Commun. Electronics*, 1956, **3**, p. 539.
25. Chick, D. R., Petrie, D.P.R., Keith-Walker, D. G., and Longley, H.: «An Experimental Proton Linear Accelerator using a Helical Waveguide», *Nature*, 1957, **180**, p. 432.
26. Chodorow, M., et al.: «Stanford High-Energy Linear Electron Accelerator (Mark III)», *Rev. sci. Instrum.*, 1955, **26**, p. 134.
27. Cockcroft, J., and Pickavance, T. G.: «High-Energy Particle Accelerators», *Endeavour*, 1955, **14**, p. 61.
28. Cockcroft, J. D., and Walton, E.T.S.: «High Voltage Circuits», *Proc. Roy. Soc.*, 1930, **129A**, p. 477.
29. Cohen, B. L.: «The Theory of the Fixed Frequency Cyclotron», *Rev. sci. Instrum.*, 1953, **24**, p. 589.
30. Cole, F. T., Haxby, R. O., Jones, L. W., Pruett, C. H., and Terwilliger, K. M.: «Electron Model Fixed Field Alternating Gradient Accelerator», *Rev. sci. Instrum.*, 1957, **28**, p. 403.
31. Coleman, P. D.: «Theory of the Rebatron — a Relativistic Electron Bunching Accelerator for Use in Megavolt Electronics», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 927.
32. Cork, B.: «Proton Linear Accelerator Injector for the Bevatron», *Rev. sci. Instrum.*, 1955, **26**, p. 210.
33. Courant, E. D., Livingston, M. S., and Snyder, H. S.: «The Strong-Focusing Synchrotron — A New High Energy Accelerator», *Phys. Rev.*, 1952, **88**, p. 1190.
34. Cullen, A. B., and Greig, J. H.: «A Resonant Cavity Linear Accelerator», *J. appl. Phys.*, 1948, **19**, p. 47.
35. Day, E. A., Featherstone, R. P., Johnston, L. H., Lampi, E. E., Tucker, E. B., and Williams, J. H.: «Minnesota 10-, 40-, and 68-MeV Proton Linear Accelerator», *Rev. sci. Instrum.*, 1958, **29**, p. 457.
36. Demos, P. T., Kip, A. F., and Slater, J. M.: «The M.I.T. Linear Electron Accelerator», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 53.
37. Elder, R. R., Gurewitch, A. M., Langmuir, R. V., and Pollock, H. C.: «A 70 MeV Synchrotron», *J. appl. Phys.*, 1947, **18**, p. 810.
- \*38. Fainberg, Ya. B., and Khizhnyak, N. A.: «Media rendered Artificially Anisotropic», *Zh. tech Fiz.*, 1955, **25**, p. 711.
39. Fer, F.: «Gyroscopic Analogies for Circular Accelerators», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1957, **244**, p. 566.
40. Fleisher, G. T., and Cohn, G. I.: «Dielectric Loading for Waveguide Linear Accelerators», *Trans. Amer. I.E.E.*, 1951, **70**, p. 887.
41. Fremlin, J. H., and Gooben, J. S.: «Cyclic Accelerators», *Rep. Progr. Phys.*, 1950, **13**, p. 295.
42. Fry, D. W., Harvie, R. B. R. S., Mullet, L. B., and Walkinshaw, W.: «Travelling-Wave Linear Accelerator for Electrons», *Nature*, 1947, **160**, p. 351.
43. Fry, D. W., Harvie, R. B. R. S., Mullet, L. B., and Walkinshaw, W.: «A Travelling-Wave Linear Accelerator for 4-MeV Electrons», *Nature*, 1948, **162**, p. 859.
44. Fry, D. W., and Walkinshaw, W.: «Linear Accelerators», *Rep. Progr. Phys.*, 1949, **12**, p. 102.

45. Fry, D. W.: «The Linear Electron Accelerator», *Phillips tech. Rev.*, 1952, **14**, p. 1.
46. Gallop, J. W.: «Variable-Energy Particle Accelerators», *Nature*, 1957, **179**, p. 492.
47. Gill, E. W. B., and Von Engel, A.: «Starting Potentials of High-Frequency Gas Discharges at Low Pressures», *Proc. Roy. Soc.*, 1948, **192**, p. 446.
48. Ginzton, E. L., Hansen, W. W., Kennedy, W. R.: «A Linear Electron Accelerator», *Rev. sci. Instrum.*, 1948, **19**, p. 89.
- \*49. Goldin, L. L., and Koshkarev, D. G.: «Synchrotron Oscillations in Strong Focusing Accelerators: Part I — Linear Theory», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1956, **31**, p. 803.
50. Goldin, L. L., and Koshkarev, D. G.: «Linear Theory of Synchrotron Oscillations: Part 2 — Particle Losses during Acceleration and Tolerance Theory», *Nuovo Cim.*, 1957, **6**, p. 286.
51. Gooden, J. S., Jensen, H. H., and Symonds, J. L.: «Theory of a Proton Synchrotron», *Proc. Phys. Soc.*, 1947, **59**, p. 677.
52. Goward, F. K., and Barnes, D. E.: «Optimum Disturbing Field for Synchrotron Beam Injection», *Nature*, 1947, **159**, p. 636.
53. Grivet, P., and Vastel, J.: «Measurements on a Linear Accelerator», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1951, **232**, p. 809.
54. Halliday, D.: «Introductory Nuclear Physics» (Wiley, New York, 1950).
55. Halpern, J., Everhart, E., Rapuano, R. A., and Slater, J. C.: «Preliminary Studies on the Design of a Microwave Linear Accelerator», *Phys. Rev.*, 1946, **69**, p. 688.
56. Harvey, A. F.: «Radio-Frequency Aspects of Electro-Nuclear Accelerators», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, p. 43.
57. Harvie, R. B. R. S.: «Travelling-Wave Linear Accelerators», *Proc. Phys. Soc.*, 1948, **61**, p. 255.
58. Harvie, R. B. R. S.: «A Proposed New Form of Dielectric-Loaded Waveguide for Linear Electron Accelerators», *Nature*, 1948, **162**, p. 890.
59. Harvie, R. B. R. S., Mullet, L. B., Walkinshaw, W., Bell, J. S., and Loach, B. G.: «A Theoretical and Experimental Investigation of Anisotropic-Dielectric-Loaded Linear Electron Accelerators», *Proc. I. E. E.*, 1957, **104B**, p. 273.
60. Harvie, R. B. R. S., and Mullet, L. B.: «Travelling-Wave Linear Accelerator with R. F. Power Feedback, and an Observation of R. F. Absorption by Gas in the Presence of a Magnetic Field», *Proc. Phys. Soc.*, 1949, **62B**, p. 270.
61. Henderson, C., Heymann, F. F., and Jennings, R. E.: «The Design and Operation of a 4.5 MeV Microtron», *Proc. Phys. Soc.*, 1953, **66B**, p. 654.
62. Henderson, C., Heymann, F. F., and Jennings, R. E.: «Phase Stability of the Microtron», *Proc. Phys. Soc.*, 1953, **66B**, p. 41.
63. Henderson, W. J., LeCaine, H., and Montalbetti, R.: «A Magnetic Resonance Device for Electrons», *Nature*, 1948, **162**, p. 699.
64. Hentze, G.: «The Development of Iron-Free Betatrons with an Operating Frequency of 2.5 and 8.0 kc/s», *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1956, **19**, p. 55.
65. Hereford, F. L.: «Acceleration of Electrons by a Single Resonant Cavity», *Phys. Rev.*, 1947, **72**, p. 159.
66. Hereford, F. L.: «Acceleration of Electrons by a Resonant Cavity» *J. appl. Phys.*, 1947, **18**, p. 956.
67. Hoyaux, M.: «Application of the W. B. K. Method to the Dynamics of Linear Accelerators», *Rev. sci. Instrum.*, 1952, **23**, p. 173.
68. Hsieh, C. L.: «45 MeV Medical Linear Electron Accelerator», *Elect. Engng*, 1955, **74**, p. 790.
69. Hudspeth, E. L.: «Waveguide Acceleration of Particles», *Phys. Rev.*, 1946, **69**, p. 671.

70. Humbach, W.: «Radiation Damping in Particle Accelerators with Circular Focusing Guiding Field», *Z. Naturforsch.*, 1955, **10a**, p. 347.
71. Iton, J., and Kobayashi, D.: «The Electron Cyclotron», Science Papers, Osaka University, 1950, **B**, p. 11.
72. Iwanenko, D., and Pomeranchuk, I.: «On the Maximum Energy Attainable in a Betatron», *Phys. Rev.*, 1944, **65**, p. 343.
73. Jakobson, M., Heusinkveld, M., and Ruby, L.: «Modes of Acceleration of Ions in a Three-Dee Cyclotron», *Phys. Rev.*, 1956, **104**, p. 362.
74. Jassinsky, W. W.: «Acceleration of Electrons in Electromagnetic Fields», *Arch. Elektrotech. (Berlin)*, 1936, **30**, p. 590.
75. Jones, L. W., Terwilliger, K. M., and Haxby, R. O.: «Experimental Test of the Fixed-Field Alternating Gradient Principle of Particle Accelerator Design», *Rev. sci. Instrum.*, 1956, **27**, p. 651.
76. Jones, W. B., Kratz, H. R., Lawson, J. L., Miller, D. H., Miller, R. D., Ragan, G. L., Rouvina, J., and Voorhies, H. G.: «Three-hundred-MeV Nonferromagnetic Electron Synchrotron», *Rev. sci. Instrum.*, 1955, **26**, p. 809.
77. Kahan, T.: «Cavities and Waveguides associated with Charged Particle Accelerators», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1947, **224**, p. 548.
78. Kaiser, H. F.: «Microtrons (Electron Cyclotrons) for X- and K-Band Operation», *J. Franklin Inst.*, 1954, **257**, p. 89.
79. Kaiser, H. F.: «Orbital Periods in the Microtron», *Rev. sci. Instrum.*, 1954, **25**, p. 1025.
80. Kaiser, H. F.: «Microtron Resonators», *J. Franklin Inst.*, 1955, **259**, p. 25.
81. Kaiser, H. F., and Mayes, W. T.: «General Purpose X-Band Laboratory Microtron with Facilities for Electron Extraction», *Rev. sci. Instrum.*, 1955, **26**, p. 565.
82. Kaiser, T. R.: «On the Capture of Particles into Synchrotron Orbits», *Proc. Phys. Soc.*, 1950, **63**, p. 52.
83. Kaiser, T. R., and Tuck, J. L.: «Experiments on Electron Capture and Phase Stability in a 14 MeV Synchrotron», *Proc. Phys. Soc.*, 1950, **63**, p. 67.
84. Kamke, D., and Seguin, H.: «Ion-beam Focusing in a 200-kV (Linear) Accelerator», *Z. Naturforsch.*, 1955, **10a**, p. 1036.
85. Kaufman, I., and Coleman, P. D.: «Design and Evaluation of an S-band Reatron», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 936.
86. Kerst, D. W.: «The Acceleration of Electrons by Magnetic Induction», *Phys. Rev.*, 1941, **60**, p. 47.
87. Kerst, D. W., and Serber, R.: «Electronic Orbits in the Induction Accelerator», *Phys. Rev.*, 1941, **60**, p. 53.
88. Kerst, D. W., Adams, G. D., Koch, H. W., and Robinson, C. S.: «Operation of a 300 MeV Betatron», *Phys. Rev.*, 1950, **78**, p. 297.
89. Kerst, D. W.: «Historical Development of the Betatron», *Nature*, 1946, **157**, p. 90.
- \*90. Kolomenskiy, A. A., and Sabsovich, L. L.: «On Exceeding the Critical Energy in a Strong-Focusing Accelerator», *Zh. tekhn. Fiz.*, 1956, **26**, p. 576.
91. Lapostolle, P.: «Strong Focusing in Particle Accelerators: Alternating-Gradient Synchrotrons», *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 41.
92. Lawrence, E. O., and Sloan, D. H.: «Production of High Speed Canal Rays without the Use of High Voltages», *Proc. nat. Acad. Sci.*, 1931, **17**, p. 64.
93. Lawrence, E. O., and Edlefsen, N. E.: «The Cyclotron», *Science*, 1930, **72**, p. 376.
94. Lawrence, E. O., and Livingston, M. S.: «The Cyclotron», *Phys. Rev.*, 1931, **37**, p. 1707.
95. Lawton, E. J., and Hahn, W. C.: «Experimental Results on

- Standing Wave Type Linear Accelerators for Electrons», *J. appl. Phys.*, 1948, **19**, p. 642.
- \*96. Lebedev-Krasin, Yu. M.: «Accelerating Elements of Synchrotrons and Fundamental Problems of Supplying them with High-Frequency Voltages», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 940.
97. Leboutet, H.: «The 28-MeV Electron Accelerator Project for the Nuclear Research Centre at Saclay», *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 28.
98. Livingston, M. S.: «Particle Accelerators», *Adv. Electronics*, vol. I (Academic Press, New York, 1948).
99. Livingston, M. S.: «High-Energy Accelerators» (Interscience Publishers, New York, 1954).
100. McMillan, E. M.: «The Synchrotron — A Proposed High Energy Particle Accelerator», *Phys. Rev.*, 1945, **68**, p. 143.
101. McMillan, E. M.: «Radiation from a Group of Electrons Moving in a Circular Orbit», *Phys. Rev.*, 1945, **68**, p. 144.
102. Maier, L. C., and Slater, J. C.: «Determination of Field Strength in Linear-Accelerator Cavity», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 78.
103. Major, D., Perry, F. R., and Phillips, K.: «A 20 MeV Beta-tron for X-ray Therapy», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102A**, p. 845.
- \*104. Matveev, A. N.: «Influence of Radiation on Synchrotron Oscillations of Electrons in Systems with Strong (Alternating Gradient) Focusing», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1956, **108**, p. 432.
- \*105. Matveev, A. N.: «Motion of Electrons in Cyclic Accelerators as a Stochastic Process», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1956, **109**, p. 495.
- \*106. Matveev, A. N.: «Radiation Resonance in Synchrotrons», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1956, **30**, p. 804.
107. Miller, B. L.: «Multiple-Cavity Linear Electron Accelerator», *Rev. sci. Instrum.*, 1952, **23**, p. 401.
108. Miller, B. L., and Wolf, J. M.: «On the Acceleration of Electrons by Cylindrical Cavities in  $TM_{01n}$  Modes», *Phys. Rev.*, 1948, **73**, p. 657.
109. Miller, C. W.: «Linear Acceleration of Charged Particles to High Energies», *Engineering*, 1955, **180**, pp. 340 and 374.
110. Miller, C. W., and Saxon, G.: «Effect of Anomalous Attenuation in a Linear Accelerator», *Nature*, 1953, **172**, p. 463.
111. Miller, C. W.: «An 8-MeV Linear Accelerator for X-Ray Therapy», *Proc. I. E. E.*, 1954, **101**, pt I, p. 207.
112. Mills, B. Y.: «A Million-Volt Resonant-Cavity X-Ray Tube», *Proc. I. E. E.*, 1950, **97**, pt III, p. 425.
- \*113. Mints, A. L.: «Problems in the Radio Engineering and Electronics of Powerful Cyclic Accelerators of Heavy Charged Particles», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 543.
- \*114. Mints, A. L., Nev'yazhskii, I. Kh., and Polyakov, B. I.: «Some Properties and Basic Data of the High-Frequency System of the 6-Metre Phasotron», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 893.
- \*115. Mints, A. L., Rubchinskii, S. M., Veisbein, M. M., Vodop'yanov, F. A., Kuz'min, A. A., and Uvarov, V. A.: «System Linking the Frequency of the Accelerating Field with the Field Strength of the Magnetic Field of the  $10^9$ -eV Synchro-phasotron», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 910.
- \*116. Moroz, E. M.: «Cyclotron with Sectional Magnet», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1956, **108**, p. 436.
- \*117. Moroz, E. M.: «New Possibilities of Increasing the Efficiency of Accelerators of Charged Particles», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1957, **115**, p. 78.
118. Mullet, L. B., and Loach, B. G.: «Experimental Work on Corrugated Waveguides and Associated Components for Linear Electron Accelerators», *Proc. Phys. Soc.*, 1948, **61**, p. 271.
119. Newberry, G. R., and Willshaw, W. E.: «Multiple Cavity Electron Accelerator», *Nature*, 1948, **161**, p. 519.

120. Ohkawa, T.: «Two-Beam Fixed Alternating Gradient Accelerator», *Rev. sci. Instrum.*, 1958, **29**, p. 108.
121. Oliphant, M. L., Gooden, J. S., and Hide, G. S.: «A Proton Synchrotron Accelerator», *Proc. Phys. Soc.*, 1947, **59**, p. 666.
122. Oliphant, M. L.: «The Cyclosynchrotron», *Nature*, 1950, **165**, p. 466.
123. Oliphant, M. L.: «The Acceleration of Protons to Energies above 10 GeV», *Proc. Roy. Soc.*, 1956, **234A**, p. 441.
124. O'Neill, G. K.: «Storage-Ring Synchrotron Device for High-Energy Physics Research», *Phys. Rev.*, 1956, **102**, p. 1418.
125. Oppenheimer, F., Johnston, L. H., and Richman, C.: «Drift Tubes for Linear Proton Accelerator», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 447.
126. Panofsky, W. K. H.: «Measurement of Electric Field Strength in a Cavity Resonant at 200 Mc/s», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 447.
127. Panofsky, W. K. H., Richman, C., and Oppenheimer, F.: «Control of the Field Distribution in the Linear Accelerator Cavity», *Phys. Rev.*, 1948, **73**, p. 535.
128. Papoula, M.: «Linear Accelerator with Preliminary Electron Bunching: Application to Electron Diffraction between 0.5 and 1.0 MeV», *Ann. Phys. (Paris)*, 1956, **13**, p. 914.
129. Papoula, M.: «Improvement of the Performance of a Linear Accelerator by Bunching the Electrons before Injection», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1954, **238**, p. 789.
130. Papoula, M.: «Linear Accelerator for Electrons, with Preliminary Bunching», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1954, **238**, p. 115.
131. Papoula, M.: «Preliminary Electron Bunching in the Linear Accelerator», *Vide*, 1956, **11**, No. 65, p. 321.
132. Pickavance, T. G., Adams, J. B., and Snowden, M.: «The Harwell Cyclotron», *Nature*, 1950, **165**, p. 90.
133. Post, R. F.: «A Proposed High Energy Particle Accelerator — The Cavitron», *Phys. Rev.*, 1946, **69**, p. 126.
134. Post, R. F., and Shiren, N. S.: «Stanford Mark II Linear Accelerator», *Rev. sci. Instrum.*, 1955, **26**, p. 205.
135. Pottier, J.: «Cavity Accelerator», *Nuovo Cim.*, 1955, **1**, p. 949.
- \*136. Prokhorov, A. M.: «Coherent Radiation from Electrons in the Synchrotron at Centimetre Wavelengths», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, No. 1, p. 71.
137. Redhead, P. A., LeCaine, H., and Henderson, W. J.: «The Electron Cyclotron», *Canad. J. Res.*, 1950, **28A**, p. 73.
138. Richardson, J. R., Wright, B. T., Lofgren, E. J., and Peters, B.: «Development of the Frequency Modulated Cyclotron», *Phys. Rev.*, 1948, **73**, p. 424.
139. Ruby, L., Heusinkveld, M., Jakobsen, M., Smith, B. H., and Wright, B. T.: «Studies with a Three-Dee Three-Phase Proton Cyclotron», *Rev. sci. Instrum.*, 1956, **27**, p. 490.
140. Sarazin, A.: «Study and Development of a Standing -Wave Linear Accelerator for Electrons», *Ann. Radioelect.*, 1953, **8**, pp. 134 and 228.
141. Saxon, G.: «A Theory of Electron-Beam Loading in Linear Accelerators», *Proc. Phys. Soc.*, 1954, **67B**, p. 705.
142. Schiff, L. I.: «Production of Particle Energies beyond 200 MeV», *Rev. sci. Instrum.*, 1946, **17**, p. 6.
143. Schittenhelm, R.: «A 15-MeV Betatron for the Nondestructive Testing of Materials», *Arch. tech. Messen*, 1955, Nos. 237 and 239, pp. 205, 225, and 275.
144. Schmelzer, C.: «Phase Stability in the Microtron», *Z. Naturforsch.*, 1952, **12**, p. 808.
145. Schultz, H. L., Beringer, R., Clarke, C. L., Lockwood, J. A., McCarthy, R. L., Montgomery, C. G., Rice, P. J., and Watson, W. W.: «Cavity Accelerator for Electrons», *Phys. Rev.*, 1947, **72**, p. 346.

146. Schultz, H. L., and Wadey, W. G.: «The Yale Linear Electron Accelerator», *Rev. sci. Instrum.*, 1951, **22**, p. 383.
147. Schwinger, J.: «Electron Radiation in High Energy Accelerators», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 797.
148. Septier, A.: «Experimental Study of Waveguide with Helix for Linear Accelerator for Heavy Particles: Phase Velocity and Shunt Impedance», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1954, **239**, pp. 1367 and 1476.
149. Septier, A.: «Determination of the Series Impedance and of the Attenuation Length Constant of a Helical Waveguide for a Linear Proton Accelerator», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1956, **243**, p. 1748.
150. Shamos, M. H., and Murphy, G. M.: «Electronuclear Machines», *Recent Advances in Science* (University Press, New York, 1956).
151. Skellet, A. M.: «The Palletron, A New Electron Resonator and its Proposed Application to the Generation of Potentials in the Million-Volt Range», *J. appl. Phys.*, 1948, **19**, p. 187.
152. Slater, J. C.: «The Design of Linear Accelerators», *Rev. mod. Phys.*, 1948, **20**, p. 473.
153. Slater, J. C.: «Design of Linear Accelerators», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 799.
154. Smith, B. H., and MacKenzie, K. R.: «Three-Phase Radio-Frequency System for Thomas Cyclotrons», *Rev. sci. Instrum.*, 1956, **27**, p. 485.
155. Snoddy, L. B., and Beams, J. W.: «Production of Short X-Ray Pulses by a Resonant Cavity Electron Accelerator», *Phys. Rev.*, 1948, **74**, p. 126.
156. Starr, A. T., King, G., and Lewin, L.: «Linear Electron Accelerator to One Million Volts», *Elect. Commun.*, 1951, **28**, p. 186.
157. Symon, K. R., Kerst, D. W., Jones, L. W., Laslett, L. J., and Terwilliger, K. M.: «Fixed-Field Alternating-Gradient Particle Accelerators», *Phys. Rev.*, 1956, **103**, p. 1837.
158. Steenbeck, M.: «Acceleration of Electrons by Electric Induction Fields», *Naturwiss.*, 1943, **31**, p. 234.
159. Terrall, J. R., and Slater, J. C.: «Particle Dynamics in the Linear Accelerator», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 66.
- \*160. Tkalich, V. S.: «The Possibility of Focusing in a Linear Accelerator by Means of a Travelling Wave», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1957, **32**, p. 625.
161. Turner, C., Cork, B., Ballam, J., and Gordon, H.: «The Berkeley Four Million Volt Electrostatic Generator», *Phys. Rev.*, 1948, **73**, p. 534.
162. Twiss, R. Q., and Frank, N. H.: «Orbital Stability in a Proton Synchrotron», *Rev. sci. Instrum.*, 1949, **20**, p. 1.
163. Van de Graaff, R. J.: «Electrostatic High Voltage Generator», *Phys. Rev.*, 1931, **38**, p. 1919.
164. Van de Graaff, R. J., Trump, J. G., and Buechner, W. W.: «Electrostatic High Voltage Generator», *Rep. Progr. Phys.*, 1946, **11**, p. 1.
165. Varshni, Y. P.: «A New Particle Accelerator», *Indian J. Phys.*, 1957, **31**, No. 7, p. 384.
166. Vastel, J.: «Experimental Study of a Waveguide Electron Accelerator», *Ann. Radioelect.*, 1952, **7**, p. 20.
167. Vastel, J.: «A 3—4 MeV Linear Electron Accelerator», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1953, **236**, p. 1343.
- \*168. Veksler, V.: «The Synchrotron», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1944, **43**, p. 329, and *Fiziol. Zh. SSSR*, 1945, **9**, p. 153.
- \*169. Vlasov, A. D.: «Transverse Oscillations in the Dee Systems of the Phasotron», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 903.
170. Walkinshaw, W.: «Theoretical Design of Linear Accelerator for Electrons», *Proc. Phys. Soc.*, 1948, **61**, p. 246.

171. Westendorp, W. F., and Charlton, E. E.: «100-Million-Volt Induction Electron Accelerator», *J. appl. Phys.*, 1945, **16**, p. 581.
172. Wideroe, R.: «On a New Principle for the Production of Higher Voltages», *Arch. Electrotech. (Berlin)*, 1928, **21**, p. 387.
173. Wideroe, R.: «The 'Gigator' — a Proposed New Circular Accelerator for Heavy Particles», *Phys. Rev.*, 1947, **72**, p. 978.
174. Wideroe, R.: «Particle Accelerators», *VDIZ.*, 1957, **99**, p. 1743.
175. Woodyard, J. R., Martinelli, E. A., Toulis, W., and Panofsky, W. K. H.: «Methods of Driving a High-Q Cavity with Many Self-excited Oscillators», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 447.
176. «C. E. R. N. 600 MeV Synchro-cyclotron», *Engineer*, 1957, **204**, p. 538.
- \*177. Abrosimov, N. K.: «Cyclotron with an Oblique Accelerating Gap», *Zh. tekhn. Fiz.*, 1959, **29**, p. 726.
178. Aitken, D.: «A Means of Avoiding the 'Electron Rest Mass' Limitation in a Microtron», *Proc. Phys. Soc.*, 1957, **70A**, p. 550.
179. Aitken, D., and Jennings, R. E.: «The Microtron», *Nature*, 1958, **181**, p. 1726.
180. Austin, N. A., and Fultz, S. C.: «22-MeV Electron Linear Accelerator», *Rev. sci. Instrum.*, 1959, **30**, p. 284.
- \*181. Danilkin, I. S., and Rabinovich, M. S.: «Resonance Perturbation of Synchrotron Oscillations in Particle Accelerators», *Zh. tekhn. Fiz.*, 1957, **27**, p. 1558.
- \*182. Didenko, A. N.: «Propagation of Electromagnetic Waves in Loaded Bent Waveguides», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, **4**, p. 172.
183. Goward, F. K., Wilkins, J. J., Holmes, L. S., and Watson, H. H. H.: «Quarter-Wavelength Coaxial-Line Resonators for Betatron-Started Synchrotrons», *Proc. I. E. E.*, **96**, pt. III, p. 508.
184. Henry, I. G.: «Phase Oscillations in High-Current Synchrotrons», *J. appl. Phys.*, 1960, **31**, p. 1338.
185. Keller, R., Dick, L., and Fidecaro, M.: «Stochastic Acceleration in a 5 MeV Cyclotron», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1959, **248**, p. 3154.
- \*186. Kolomenskii, A. A., and Rabinovich, M. S.: «The World's Largest Synchrotron», *Priroda*, 1959, August, p. 57.
187. Septier, A.: «Phase Velocity and Shunt Impedance of a Waveguide with Helix for a Linear Proton Accelerator», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1955, **240**, p. 2500.
- \*188. Stepanov, K. N., and Sharshanov, A. A.: «Focusing of High-Velocity Electrons in Linear Electron Accelerators», *Zh. tekhn. Fiz.*, 1957, **27**, p. 1863, and *Soviet Physics — Technical Physics*, 1957, **2**, p. 1734.
189. Tomboulia, D. H., and Bedo, D. E.: «Spectral Characteristics of the Radiations Emitted by Electrons Accelerated in a Synchrotron», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 804.
190. Tucker, E. B., Schulte, H. J., Day, E. A., and Lampi, E. E.: «The Resnatron as a 200 Mc/s Power Amplifier», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1483.
191. Vanhuyse, V. J.: «Anomalous Attenuation in Linear Electron Accelerators», *Nature*, 1958, **182**, p. 1081.
- \*192. Veksler, V. I., and Kovrizhnykh, L. M.: «Cyclic Acceleration of Particles in High-Frequency Fields», *Zh. eksper. teor. Fiz.*, 1958, **35**, p. 1116.
- \*193. Volkov, D. V.: «On the Possibility of Mass Separation of Relativistic Charged Particles by means of Travelling-Wave Waveguides», *Zh. tekhn. Fiz.*, 1959, **29**, p. 414.
194. Robinson, K. W.: «Radio-Frequency System of the Cambridge Electron Accelerator», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 593.
195. Barrington, A. E., Dekleva, J., and Rees, J. R.: «Model Studies of a Strongly Coupled Synchrotron R. F. System», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 597.

196. Phillips, P. R.: «Microwave Separator for High Energy Particle Beams», *Rev. sci. Instrum.*, 1961, **32**, p. 13.
197. Barrington, A. E.: «Microwave Engineering Aspects of Electron Linear Accelerators», *Microwave J.*, 1960, **3**, April, p. 35, and June, p. 54.
198. «Particle Accelerators», *Telonde*, 1960, No. 4, p. 2.
199. Hoisington, D. B.: «High-Energy Particle Nomograph», *Trans. J. R. E.*, 1957, **NS-4**, p. 62.
200. Petrie, D. P. R., Bailey, R., Keith-Walker, D. G., Longley, H., and Chick, D. R.: «An Experimental Proton Linear Accelerator using a Helix Structure», *Proc. I. E. E.*, 1961, **108C**, p. 424.
201. Dome, G., and Servranckx, R.: «The Helix Proton Linear Accelerator for the Ecole Royale Militaire de Bruxelles», *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 880.
202. Ali, M. I.: «Radio Frequency Transmission System of a 30 MeV Electron Cyclotron», *Pakistan J. sci. ind. Res.*, 1958, **1**, p. 26.
203. Warnecke, R., Leboutet, H., and Vincent, G.: «Traveling-Wave Electron Accelerators incorporating their own High-Frequency Energy Source», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1958, **246**, p. 1399.
204. Roberts, A.: «The Microtron as a High-Energy, High-Current Particle Accelerator», *Ann. Phys. (New York)*, 1958, **4**, p. 115.
205. Smith, B. H., MacKenzie, K. R., Reidel, J., Kerns, Q., Baker, W. R., Park, C. W., and Thornton, R. L.: «The Electrical Aspects of the UCRL 740-MeV Synchrocyclotron», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, **1**, pt. 9, p. 60.
206. Pillion, M.: «New Method of Adjusting the U. H. F. Circuits of a Linear Electron Accelerator», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1958, **246**, p. 582.
207. King, N. M., and Egginton, A. J.: «Particle Accelerators. I. Basic Principles of Design and Operation. II. Their Applications in Nuclear Research», *Elect. Rev.*, 1958, **162**, p. 1007.
208. Voelker, F.: «The Electrical Design of a Heavy Ion Accelerator», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, **1**, pt. 9, p. 72.
209. Leboutet, H.: «On the Theory of the Linear Electron Accelerator», *Ann. Radioelect.*, 1958, **13**, p. 107.
210. Paulin, A.: «Microtron», *Elektroteh. Vestnik*, 1957, **25**, p. 341.
211. Neal, R. B.: «Design of Linear Electron Accelerators with Beam Loading», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 1019.
212. Jentschke, W.: «New Methods of Accelerating Particles», *Acta phys. Austriaca*, 1958, **11**, p. 485.
213. Aitken, D. K., Heymann, F. F., Jennings, R. E., and Kalmus, P. I. P.: «The Design and Construction of a 29-MeV Microtron», *Proc. Phys. Soc.*, 1961, **77**, p. 769.
214. Dushin, L. O., and Khyzhnyak, M. A.: «The Application of Power Recuperation in Linear Accelerators», *Ukrayin. fiz. Zh.*, 1957, **2**, p. 106.
215. O'Neill, G. K., and Woods, E. J.: «Intersecting-Beam Systems with Storage Rings», *Phys. Rev.*, 1959, **115**, p. 659.
- \*216. Kotov, V. I., Kuznetsov, A. B., and Rubins, N. B.: «The Physical Principles of Modern Resonance Accelerators», *Uspekhi fiz. Nauk*, 1957, **64**, p. 197.
- \*217. Veksler, V. I.: «The Present State of the Problem of Acceleration of Atomic Particles», *Uspekhi fiz. Nauk*, 1958, **66**, p. 99, and *Soviet Physics — Uspekhi*, 1958, **66**, p. 54.
218. Leboutet, H.: «Performances Realized by Linear Electron Accelerators and their Future Prospects», *Bull. Soc. Franc. Elect.*, 1959, **9**, p. 265.
219. Kisdi-Koszo, E.: «Some Problems of the Operation of Microtrons», *Acta phys. Hung.*, 1955, **4**, p. 377.

220. D u n n , P. D., and T h o m p s o n , D. J.: «Resonator Structures for High Energy Linear Particle Accelerators», *Onde elect.*, 1956, **36**, p. 974.
221. R e i c h , H.: «Design, Construction and Testing of a Microtron», *Z. angew. Phys.*, 1960, **12**, p. 481.
222. P o r r e c a , F.: «On the Maximal Energy and Intensity of the Electrons Accelerated by the Microtron», *Nuovo Cim.*, 1959, **11**, p. 283.
- \*223. V l a s o v , A. D.: «Longitudinal Electron Motion and Tolerances in Linear Electron Accelerators», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, **4**, p. 295.
224. G a s k e l l , C. S., and W a l s h , D.: «S-Band Isolator for Use with a Linear Accelerator», *Brit. J. appl. Phys.*, 1959, **10**, p. 53.
225. P a u l i n , A.: «A Possibility of Increasing the Current Intensity and Energy of the Microtron», *Nuclear Instrum. Methods*, 1959, **5**, p. 107.
226. M u l l e r , W., and R e m b s e r , J.: «Considerations of the Construction of a Helical Linear Accelerator for Protons», *Nuclear Instrum. Methods*, 1959, **4**, p. 202.
227. R e i c h , H.: «A De-coupler for an R. F. Transmission Line for a Microtron», *Nuclear Instrum. Methods*, 1958, **3**, p. 97.
- \*228. K o l o m e n s k i i , A. A.: «Theory of the Motion of Particles in an Acceleration with Variable Periodicity — The Microtron», *Zh. tekhn. Fiz.*, 1960, **30**, p. 1347, and *Soviet Physics — Technical Physics*, 1961, **5**, p. 1278.
229. S e r v a n c k x , R.: «A Helical Waveguide for Accelerating Protons from 1 MeV to 10 MeV», *Bull. Acad. Roy. Belgique Cl. Sci.*, 1954, **40**, p. 167.
230. C r i s t a l , E. G., and V a n B l a d e l , J.: «Fields in Cavity-Excited Accelerators», *J. appl. Phys.*, 1961, **32**, p. 1715.
231. S m a r s , E., and W e r n h o l m , O.: «Design Study of a Strong-Focusing Electron-Synchrotron», *Ark. Fys.*, 1954, **7**, p. 463.
232. M c F a r l a n e , W., B a r d e n , S. E., and O l d r o y d , D. L.: «The Glasgow 340-MeV Synchrotron», *Nature*, 1955, **176**, p. 666.
233. T e i c h m a n , J.: «An Accelerator with a Helical Field», *Czech. J. Phys.*, 1959, **9**, p. 262.
234. K e l l y , E. L., P y l e , R. V., T h o r n t o n , R. L., R i c h a r d s o n , J. R., and W r i g h t , B. T.: «Two Electron Models of a Constant-Frequency Relativistic Cyclotron», *Rev. sci. Instrum.*, 1956, **27**, p. 493.
235. H i b b a r d , L. U.: «The Radio-Frequency System of the Birmingham Proton Synchrotron», *J. sci. Instrum.*, 1954, **31**, p. 363.
236. W e r n h o l m , O.: «A 35-Million-Volt Synchrotron», *Ark. Fys.*, 1952, **5**, p. 565.
237. K o n j u k o v , M. V., and T e r l e t s k i j , J. P.: «The Theory of the Linear Betatron», *Nuovo Cim.*, 1958, **9**, p. 930.
238. M a c K e n z i e , K. R.: «Calculator for some R. F. Problems in Accelerator Design», *Rev. sci. Instrum.*, 1956, **28**, p. 580.
239. S e i d l , M.: «Orbital Accelerators of Electrons», *Slab. Obz.*, 1956, **17**, p. 698.
240. C h a h i d , W.: «Determination of the Axial Field in a Linear Accelerator of the Alvarez Type», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1954, **239**, p. 42.
241. W i d e r o e , R.: «The Betatron», *Z. angew. Phys.*, 1953, **5**, p. 187.
242. D o n n e r , W.: «An R. F. Linear Decelerator Mass Spectrometer», *Appl. Spectrosc.*, 1954, **8**, p. 157.
243. R o t b l a t , J.: «The 15-MeV Linear Accelerator at St. Bartholomew's Hospital», *Nature*, 1955, **175**, p. 745.
244. G r i v e t , P.: «Giant Synchrotrons or Cosmotrons», *Rev. gen. Elect.*, 1955, **64**, p. 239.
245. H a m m e r , C. L., P i d d , R. W., and T e r w i l l i g e r , K.: «Betatron Oscillations in the Synchrotron», *Rev. sci. Instrum.*, 1955, **26**, p. 555.

246. Uhlmann, E. M., and Hsieh, C. L.: «Some Physical Characteristics of a 45-MeV Linear Electron Accelerator for Therapeutic Applications», *Radiology*, 1955, **64**, p. 587.
247. Dällenbach, W.: «Strong Focusing for Particle Accelerators», *Z. angew. Phys.*, 1955, **7**, p. 344, and *Z. Naturforsch.*, 1954, **9a**, p. 1005.
- \*248. Mints, A. L., and Kaminskiĭ, M. K.: «A Cascaded Synchrocyclotron», *Zh. tekh. Fiz.*, 1957, **27**, p. 1337 and *Soviet Physics — Technical Physics*, 1957, **2**, p. 1237.
249. Šimane, C.: «Elementary Theory of Accelerators», *Electrotech. Obz.*, 1952, **41**, p. 362, and 1953, **42**, pp. 550 and 676.
- \*250. Orlov, Y. F., Tarasov, E. K., and Kheifets, S. A.: «Damping of the Oscillations of the Particles in the Electron-Synchrotron with Rigid Focusing», *Priroda Tekh. Eksper.*, 1959, No. 1, p. 17.
251. Heyn, F. A., and Tat, K. K.: «Operation of a Radial Sector Fixed-Frequency Proton Cyclotron», *Rev. sci. Instrum.*, 1958, **29**, p. 662.
- \*252. Kaminiĭ, L. B., and Orlovskii, G. N.: «Some Characteristics of the Operation of the R. F. System of a Synchrotron when a Large Number of Electrons is Accelerated per Cycle», *Zh. tekh. Fiz.*, 1958, **28**, p. 2583.
253. Shimoda, K.: «Proposal for an Electron Accelerator using an Optical Maser», *Appl. Optics*, 1962, **1**, p. 33.
254. Green, F. L.: «Proton Beam Study in a Fixed-Frequency Cyclotron», *Trans. I. R. E.*, 1956, NS-3, No. 2, p. 8.
255. Varshni, Y. P.: «A New Particle Accelerator», *Nuclear Instrum.*, 1957, **1**, p. 280.
256. Hentze, G.: «Production of the Magnetic Fields for the Acceleration of Electrons in an Air-cored Betatron», *Exper. Tech. Phys.*, 1959, **7**, p. 145.
257. Kambara, T., Imai, M., Kimura, H., and Wajima, T.: «The 20-MeV Betatron», *J. I. E. E. Japan*, 1955, **75**, p. 609.
258. Nakach, A.: «Interaction of Two Consecutively Injected Turns in a Circular Accelerator», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1960, **251**, p. 1777.
259. Robinson, K. W.: «Radiation Effects in Circular Electron Accelerators», *Phys. Rev.*, 1958, **111**, p. 373.

\* \* \*

38. Файнберг Я. Б., Хижняк Н. А. Искусственно анизотропные среды. ЖТФ, 1955, т. 25, вып. 4, стр. 711.
49. Голдин Л. Л., Кошкарёв Д. Г. Синхротронные колебания в ускорителе с жесткой фокусировкой. ЖЭТФ, 1956, т. 31, вып. 11, стр. 803.
90. Коломенский А. А., Сабсовиц Л. Л. О прохождении через критическую энергию в ускорителе с сильной фокусировкой. ЖТФ, 1956, т. 26, вып. 3, стр. 576.
96. Лебедев-Красин Ю. М. Ускоряющие элементы синхрофазотронов и основные вопросы их питания напряжением высокой частоты. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, вып. 7, стр. 940.
104. Матвеев А. Н. О влиянии излучения на синхротронные колебания электронов при жесткой фокусировке. ДАН СССР, 1956, т. 108, № 3, стр. 432.
105. Матвеев А. Н. Движение электронов в циклических ускорителях как стохастический процесс. ДАН СССР, 1956, т. 109, № 3, стр. 495.
106. Матвеев А. Н. Радиационный резонанс в синхротронах. ЖЭТФ, 1956, т. 30, вып. 4, стр. 804.
113. Минц А. Л. Проблемы радиотехники и электроники мощных циклических ускорителей тяжелых заряженных частиц. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, вып. 5, стр. 543.

114. Мииц А. Л., Невяжский И. Х., Поляков Б. И. Некоторые особенности и основные данные шестиметрового фазотрона. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, вып. 7, стр. 893.
115. Мииц А. Л., Рубчинский С. М., Вейсбейн М. М., Водопьянов Ф. А., Кузьмин А. А., Уваров В. А. Система связи частоты ускоряющего поля и напряженности магнитного поля синхрофазотрона на 10 млрд. эв. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, вып. 7, стр. 910.
116. Мороз Е. М. Циклотрон с разрезным магнетроном. ДАН СССР, 1956, т. 108, № 3, стр. 436.
117. Мороз Е. М. О новых возможностях повышения эффективности ускорителей заряженных частиц. ДАН СССР, 1957, т. 115, № 1, стр. 78.
118. Прохоров А. М. Когерентное излучение электронов в синхротроне в области сантиметровых волн. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, вып. 1, стр. 71.
160. Ткалич В. С. О возможности фокусировки в линейном ускорителе с помощью бегущей волны. ЖЭТФ, 1957, т. 32, вып. 3, стр. 625.
168. Векслер В. И. Новый метод ускорения релятивистских частиц. ДАН СССР, 1944, т. 43, № 2, стр. 329; «Физиологический журнал СССР», 1945, 9, 153.
169. Власов А. Д. Поперечные колебания в дуантной системе фазотрона. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, вып. 7, стр. 203.
177. Амбросимов Н. К. К вопросу о циклотроне с изогнутой ускоряющей щелью. ЖТФ, 1959, т. 29, вып. 6, стр. 726.
181. Данилкин И. С., Рабинович М. С. Резонансные возмущения синхротронных колебаний в ускорителях заряженных частиц. ЖТФ, 1957, т. 27, вып. 7, стр. 1558.
182. Диденко А. Н. Распространение электромагнитных волн в изогнутых нагруженных волноводах. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, вып. 2, стр. 172.
186. Коломенский А. А., Рабинович М. С. Крупнейший в мире ускоритель — синхрофазотрон. «Природа», 1959, август, стр. 57.
188. Степанов К. Н., Шаршанов А. А. Сильная фокусировка в линейных электронных ускорителях. ЖТФ, 1957, т. 27, вып. 8, стр. 1863.
192. Векслер В. И., Коврижных Л. М. О циклическом ускорении частиц в высокочастотных полях. ЖЭТФ, 1958, т. 35, вып. 11, стр. 1116.
193. Волков Д. В. О возможности разделения по массам релятивистских заряженных частиц с помощью волноводов с бегущей волной. ЖТФ, 1959, т. 29, вып. 3, стр. 414.
216. Котов В. И., Кузнецов А. Б., Рубин Н. Б. Физические основы современных резонансных ускорителей. УФН, 1958, т. 64, вып. 2, стр. 197.
217. Векслер В. И. Современное состояние проблемы ускорения атомных частиц. УФН, 1958, т. 66, вып. 1, стр. 99.
223. Власов А. Д. Продольное движение и допуски в линейном ускорителе. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, вып. 2, стр. 295.
228. Коломенский А. А. К теории движения частиц в ускорителе с переменной кратностью — микротроне. ЖТФ, 1960, т. 30, вып. 11, стр. 1347.
248. Мииц А. Л., Каминский Н. К. Каскадный фазотрон, ЖТФ, 1957, т. 27, вып. 6, стр. 1337.
250. Орлов Ю. Ф., Тарасов Е. К., Хейфец С. А. Демпфирование колебаний частиц в электронном синхротроне с жесткой фокусировкой. «Приборы и техника эксперимента», 1959, № 1, стр. 17.
252. Каминир Л. Б., Орловский Г. Н. О некоторых особенностях работы высокочастотной системы синхротрона при большом количестве ускоряемых за цикл электронов. ЖТФ, 1958, т. 28, вып. 11, стр. 2583.

## ГЛАВА 22

### СВЯЗЬ ПО ЛИНИЯМ ПЕРЕДАЧИ

#### 22.1. ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

##### 22.1.1. Теория информации

Информация любого вида может быть представлена в символической форме, причем сами по себе эти символы могут ничего не означать. В данном случае важным является, во-первых, то, что каждый символ выбирается из некоторой серии ему подобных, а во-вторых, что каждый возможный выбор связан с определенной трудностью. Чем больше число используемых символов, тем большее количество информации может быть перенесено при выборе любого из них. Объем информации, переносимый одним символом, можно определить [65] числом двоичных разрядов, необходимых для выражения нужного нам символа. В результате любая выборка из  $N$  символов может быть выполнена  $\log_2 N$  способами. Это число представляет собой количество двоичных единиц, если  $N$  выражается в двоичной системе счисления. Мера информации  $\log_2 N$  в таком случае измеряется в двоичных единицах, называемых также битами. Двоичная система счисления подобна обычной десятичной, за исключением того, что число 10 заменяется числом 2. Типичные примеры приведены в табл. 22.1.

Назначением системы связи является передача информации с передающего конца соответствующей линии связи к удаленному

Т а б л и ц а 22.1

Типичные двоичные и десятичные числа

Десятичные	1	2	3	4	6	8	12	16	32
Двоичные	1	10	11	100	110	1000	1100	10000	100000

(приемному) концу. Количественное описание информации, заключенной в сообщении, должно учитывать статистику сообщений, т. е. количество информации, передаваемое с помощью некоторого символа, должно уменьшиться, если вероятность появления этого символа увеличивается. Если  $p_i$  представляет собой частоту появления символа  $i$ , то информация, переносимая одним символом, при выражении в двоичных единицах или в битах определяется как

$$H = - \sum_1^N p_i \log_2 p_i. \quad (22.1)$$

В практических системах связи число возможных значений сигнала ограничивается [46] полосой пропускания канала и наличием шума. Теорема выборки [27] гласит, что сигнал, заключенный в полосе частот  $f_b$ , может быть представлен в виде совокупности его значений, взятых через временной интервал  $(2f_b)^{-1}$  сек, так что сигнал, длящийся  $T$  сек и заключенный в полосе частот  $f_b$ , может быть представлен  $2f_b T$  числами. Наличие шума определяет нижний предел величины различимого изменения сигнала, и Шэннон [164, 165] приводит соотношение

$$[(P_S + P_N)/P_N]^{f_b T} \quad (22.2)$$

для количества независимых сообщений, где  $P_S$  и  $P_N$  — соответственно средние значения мощности сигнала и шума. Максимальное количество информации, которое может быть передано, равно

$$f_b T \log_2 (1 + P_S/P_N) \text{ бит}, \quad (22.3)$$

а емкость канала, или максимальная скорость передачи потока информации, выраженная в битах в секунду, будет

$$C = f_b \log_2 (1 + P_S/P_N). \quad (22.4)$$

Если величина  $P_S/P_N = S_N$  мала, то из выражения (22.4) следует, что величина энергии, приходящейся на один принятый знак, должна быть по крайней мере не менее  $0,695kT_N$  дж.

Для обеспечения максимально достижимой скорости передачи информации само сообщение, будучи энергетически ограниченным, должно быть зашифровано так, чтобы оно имело статистическую структуру, подобную гауссову шуму. В этом случае происходит совершенное сжатие информации. Практические системы [285] очень далеки от идеальных, но из выражения (22.2) можно заметить, какими параметрами следует варьировать для того, чтобы обеспечить нужную емкость канала. Например, отношение сигнал/шум в децибелах на каждую октаву полосы частот должно быть удвоено.

В системах связи без несущей частоты сигналы занимают полосу частот, простирающуюся от нуля до определенного верхнего предела. Альтернативой проводной системы связи является система связи с несущей частотой, в которой требуемая полоса частот рас-

положена симметрично относительно соответствующей несущей. Одним из преимуществ системы с несущей частотой является то, что при большой абсолютной полосе пропускания отдельные составные части системы должны пропускать сигналы в относительно небольшой полосе частот. Для того чтобы передать большое количество информации достаточно быстро и при хорошем отношении сигнал/шум, требуется большая полоса частот [193]. В системах с несущей это приводит к необходимости перехода в сверхвысоко-частотный диапазон частот, в котором информация передается посредством использования модуляции несущей.

### 22.1.2. Модуляция несущей

Обычным методом модуляции является изменение амплитуды несущей. Если  $\omega$  и  $\omega_m$  являются угловыми частотами соответственно несущей и модулирующего сигнала, а  $V_1$  — амплитудой несущей, то амплитудно-модулированный сигнал записывается в виде

$$\begin{aligned}
 [1 + k_m \cos(\omega_m t + \varphi)] V_1 \cos(\omega t + \theta) = & V_1 \cos(\omega t + \theta) + \\
 & + \frac{1}{2} k_m V_1 \cos[(\omega + \omega_m) t + \theta + \varphi] + \\
 & + \frac{1}{2} k_m V_1 \cos[(\omega - \omega_m) t + \theta - \varphi].
 \end{aligned} \tag{22.5}$$

Последние два слагаемых представляют собой правую и левую боковые частоты. Такой модулированный сигнал представлен на рис. 22.1, а. Вся энергия модулирующего сигнала переносится этими боковыми частотами, в силу чего такая система обладает тем преимуществом, что при передаче несущую можно подавить, а на приемной стороне ее можно восстановить в демодуляторе приемника.

Кроме того, распределение боковых частот относительно несущей может быть несимметричным, и при одном из методов передачи излучается только одна боковая полоса частот. При одной и той же амплитуде несущей пиковое значение энергии боковой полосы частот при передаче такого однополосного сигнала без несущей можно увеличить до пикового значения энергии, получаемого при обычной двухполосной передаче модулирующих сигналов, что дает выигрыш в отношении сигнал/шум, равный 6 дБ. В силу того, что при таком способе передачи сообщения энергия сконцентрирована в одной боковой полосе, ширину полосы пропускания приемника можно уменьшить вдвое по сравнению с той, которая требуется при двухполосном приеме, что дает последующий выигрыш в 3 дБ. В результате суммарный выигрыш в отношении сигнал/шум оказывается равным 9 дБ. Из уравнения (22.4) следует, что емкость однополосного канала оказывается в  $S_N \log_2(1 + S_N)$  раз меньше идеальной. Этот коэффициент равен нескольким сотням, если  $S_N$  имеет значение, требуемое для высококачественной связи. Применение методов сжатия спектра позволяет достигнуть выигрыша порядка десяти [291].

Армстронг [4] указал на преимущества тех систем модуляции, при которых изменению подвергаются частота или фаза несущей. Эти две тесно связанные системы можно рассматривать как общий

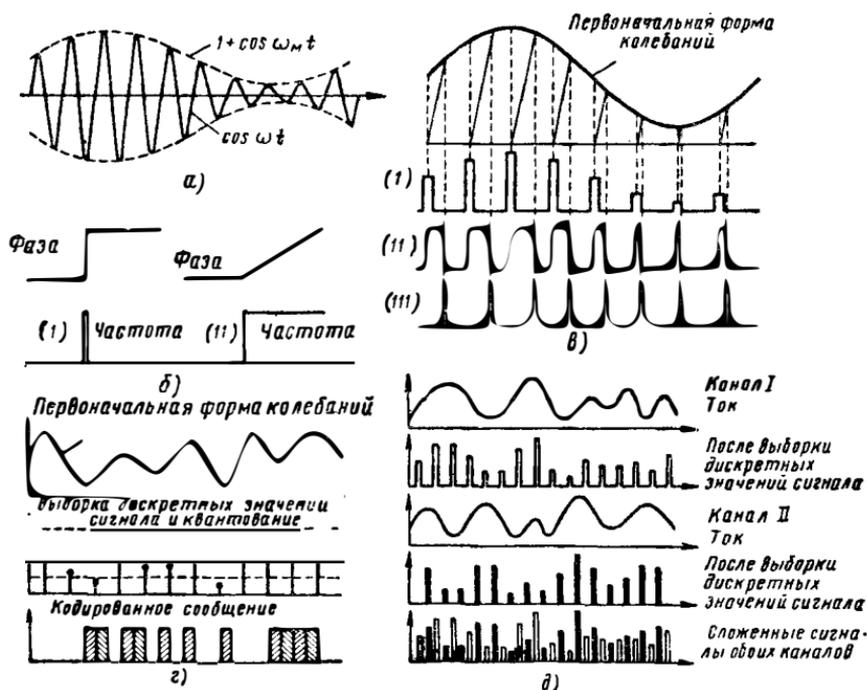


Рис. 22.1. Системы модуляции:

а — амплитудная; б — фазовая (I) и частотная (II); в — импульсные: амплитудно-импульсная (I), широтно-импульсная (II), временно-импульсная (III); г — кодово-импульсная; д — временное разделение каналов при амплитудно-импульсной модуляции.

случай угловой модуляции. Если фаза задается уравнением  $\theta = k_m \cos \omega_m t$ , то уравнение для несущей имеет вид

$$V_1 \cos(\omega t + k_m \cos \omega_m t). \quad (22.6)$$

Фазовый угол меняется в пределах  $\pm k_m$  по синусоидальному закону. На рис. 22.1, б (I) представлен закон модуляции по фазе в виде единичного скачка: закон модуляции частоты в этом случае имеет вид единичного импульса, так как частота является производной от фазы. С другой стороны, частоту можно рассматривать меняющейся в пределах  $\pm k_m \omega_m$ . На рис. 22.1, б (II) закон модуляции частоты имеет вид единичного скачка, в то время как фаза представляет собой линейную функцию времени. Из (22.6) следует, что такое колебание представляет собой сумму несущей и бесчисленного

множества боковых частот, амплитуда которых определяется выражением

$$V_1 \left\{ J_0(k_m) \cos \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(k_m) \times \right. \\ \left. \times [\cos(\omega + n\omega_m)t + (-1)^n \cos(\omega - n\omega_m)t] \right\}. \quad (22.7)$$

Рассмотрим в качестве примера частотную модуляцию. Если девиация частоты равна  $7,5 \text{ Мгц}$ , а частота модуляции  $10 \text{ кгц}$ , то величина  $k_m = 750$ . Подставляя это значение в (22.7), получим выражение для вычисления амплитуд несущей и боковых частот. Если величину  $k_m$  выбрать большой, то количество боковых частот, имеющих большую амплитуду, будет также значительным. Угловая модуляция обладает тем преимуществом, что при ее применении можно значительно улучшить отношение сигнал/шум ценой расширения полосы частот при выборе достаточно высокого значения индекса модуляции. Требуемая мощность передатчика оказывается больше теоретического предела, определяемого из уравнения (22.4), в

$$46(1 + k_m) / \log_2 [1 + 48 k_m^2 (1 + k_m)] \text{ раз}. \quad (22.8)$$

Оптимальная величина данного коэффициента равна 20 при индексе модуляции, равном 2, и отношении сигнал/шум, равном 28 дБ. При введении отрицательной обратной связи [290] с коэффициентом  $\mu$  величину  $k_m$  в выражении (22.8) необходимо заменить на  $k_m/(1 + \mu)$ . В случае оптимальных значений  $\mu = 100$  и  $k_m = 20$  величину передаваемой мощности можно, следовательно, уменьшить до значения, в три раза большего, чем в идеальной системе.

Импульсные системы модуляции основаны на принципе квантования по времени. Сущность процессов в данном случае заключается в том, что вместо непрерывной передачи информации о мгновенной амплитуде передаваемого сигнала передаче подлежат значения амплитуды через равные промежутки времени с достаточно высокой частотой. В таких системах частота следования импульсов, необходимая для определения формы передаваемого колебания, должна быть по крайней мере в два раза выше граничной частоты спектра подлежащего передаче сигнала. Последнее объясняется тем, что для определения любой синусоиды необходимо передать в течение периода минимум два значения ее величины. Если вышеуказанное условие выполняется, то в процессе квантования никаких гармонических искажений не вносится и исключается возможность появления перекрестной модуляции.

Имеется несколько способов передачи импульсов. На рис. 22.1, в представлена первоначальная форма колебания, подлежащего квантованной передаче. Здесь в строке (I) показано, что амплитуды импульсов пропорциональны мгновенным значениям колебаний первоначальной формы; в строке (II) ширина импульсов меняется

в соответствии с формой колебания, в то время как в строке (111) время появления импульса зависит [39, 157] от амплитуды модулирующего сигнала. Единственной известной системой, приближающейся к теоретическому пределу отношения сигнал/шум, является кодово-импульсная модуляция [55, 121, 286], схематично представленная на рис. 22.1, г. После отбора дискретных значений модулирующего напряжения через равные временные интервалы производится квантование отобранных образцов. Передаче подлежат не точные значения модулирующего напряжения в определенные моменты времени, а кодированные группы импульсов, указывающие, между какими уровнями амплитуд находится передаваемая величина модулирующего напряжения. Разность рассматриваемых уровней может быть сделана по желанию достаточно малой для обеспечения более детальной передачи информации. Самым обычным способом кодирования сигнала является применение двоичного кода. Процесс декодирования осуществляется на приемной стороне.

Рассмотрение [32, 180, 285] основополагающих идей передачи импульсов приводит к выводу, что этот метод передачи информации по своим характеристикам приближается к идеальному, описываемому уравнением (22.4). При анализе [48, 109, 160] спектра модулированных импульсов предполагается, что последовательность прямоугольных импульсов модулирована синусоидой одним из обычных способов. Можно показать [17, 18, 29, 62, 72, 194], что за счет расширения полосы частот удается получить более высокое значение отношения сигнал/шум. Импульсные методы передачи информации являются точными по своей природе, так как информация при этом передается в цифровой форме путем комбинации импульсов и пропусков. Последнее обстоятельство, кроме того, дает возможность производить [38] регенерацию импульсов и ликвидировать искажения, вызванные шумами и другими несовершенствами системы. Импульсные методы модуляции [19, 95, 99, 104, 139, 142] находят применение в различных практических системах.

### 22.1.3. Системы памяти

Часто бывает необходимо запоминать информацию в течение времени протекания некоторого процесса с целью ее дальнейшего использования. Например, в системе прерывистой связи необходимо использовать блоки памяти и на передающей, и на приемной станциях. Емкость памяти не должна быть малой, чтобы недостаток емкости не ощущался в тех случаях, когда передача информации еще возможна. С другой стороны, она не должна быть очень большой, чтобы не вносить задержки в передачу информации. В типичных системах прерывистой связи используются замкнутые магнитные ленты или блоки памяти на магнитных сердечниках [26, 150] емкостью до 1000 знаков.

В памяти электронных цифровых вычислительных машин [152] информация хранится в цифровой форме. Для таких машин харак-

терными является объем памяти, превышающий 100 000 бит, и высокие скорости считывания информации. Требуемая полоса частот цифровой вычислительной машины последовательного типа, в которой каждый двоичный знак занимает временной интервал в 2 нсек, равна 500 Мгц. Таким образом, предполагается [106, 116, 120], что введение системы со сверхвысококачастотной несущей позволит не только упростить конструкцию различных узлов, но и использовать преимущества структур с распределенными параметрами и специальных приборов сверхвысоких частот.

В цифровых вычислительных системах информативные функции (логики или памяти) выполняются импульсными сигналами, которые можно удобно комбинировать с помощью модуляторов и детекторов. Реальный элемент памяти обладает тем свойством, что он имеет два состояния равновесия, каждое из которых соответствует тому или иному двоичному знаку. Двоичная информация может быть представлена в виде наличия или отсутствия импульса на данном временном интервале, определяемом вспомогательным генератором тактовой частоты. В системах со сверхвысококачастотной несущей входные импульсы представляют собой кодированные импульсы постоянного тока, в то время как функции логики и памяти осуществляются с помощью радиочастотных кодированных импульсов. В последнем случае код определяется либо амплитудой, либо фазой сигнала, извлекаемого из памяти. Например, полное сопротивление полупроводникового диода с точечным контактом может меняться [23, 37, 38, 52] в зависимости от величины приложенного к нему постоянного смещения. Указанное явление используется посредством применения гибридного соединения для управления передачей сверхвысококачастотной энергии по линии. Пределы применимости диодов с точечным контактом были выяснены при конструировании [162] регенеративных замкнутых контуров, т. е. систем обратной связи. На несущей частоте 9,3 Ггц стабильность двоичных импульсов сохранялась при частотах повторения порядка 685 Мгц; в случае использования таких диодов были получены скорости передачи информации 500 Мгц при несущих частотах 11 [137] и 2,85 Ггц [20].

Полезным элементом памяти является параметрический генератор, принцип работы которого, как это показано в разд. 17.2, заключается в передаче энергии частоты накачки колебаниям частоты генератора через среду, представляющую собой нелинейную реактивность. В случае, если частота накачки равна удвоенной частоте генератора, имеет место явление передачи энергии при одном из двух возможных стабильных значений фазы колебаний накачки. Именно такое бистабильное фазирование делает подобную схему практически ценной. Указанные параметрические генераторы индуктивного характера [57, 58] применяются в высокочастотных цифровых вычислительных машинах [130], а генераторы емкостного характера используются в сверхвысококачастотных схемах [96, 176, 177]. Условия работы диодов в параметрических системах были проанализированы в работах [66, 67, 181].

На рис. 22.2, а представлена схема типового [136] параметрического генератора, работающего на частоте 2—4 Гц. Радиочастотная схема данного генератора собрана на полосковых линиях. Диод установлен в объемном резонаторе, фильтр же используется для разделения сигналов частоты сигнала и частоты накачки. На рис. 22.2, б представлена зависимость выходного напряжения гене-

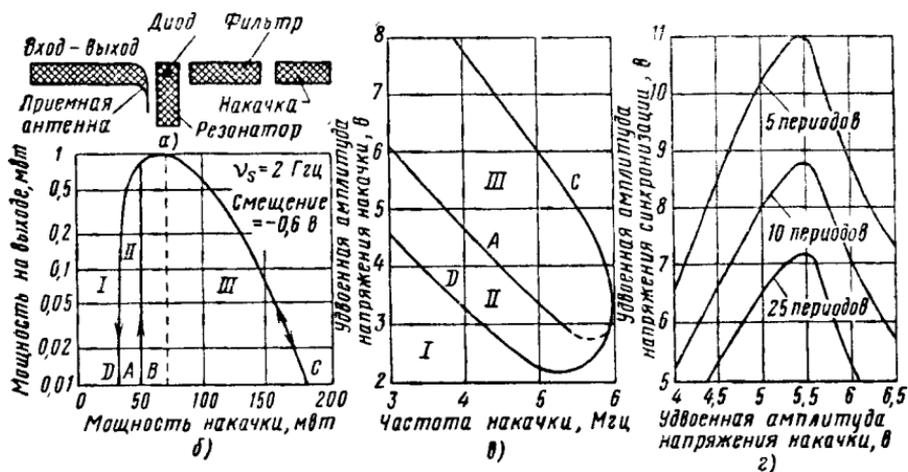


Рис. 22.2. Характеристики параметрических генераторов с синхронизацией по фазе:

а — сверхвысокочастотная схема; б — выходные характеристики; в — частотные характеристики; г — характеристики в режиме переключения. (См. [136].)

ратора от величины напряжения накачки. В области I при увеличении напряжения накачки от нуля до некоторого значения A выходного напряжения не наблюдается, так как генератор еще не возбуждился. В точке A генератор начинает работать в фазе, определяемой либо шумами, либо синхронизирующим сигналом. По мере дальнейшего увеличения напряжения накачки выходное напряжение достигает максимума в точке B (область III), а затем, в конце концов, падает до нуля в точке C. Если в некоторый момент, не доходя до точки C, напряжение накачки начнет уменьшаться, выходное напряжение меняется в соответствии с той же кривой, за исключением того, что прекращение колебаний происходит уже не в точке A, а в точке D. Область II представляет собой область псевдогистерезисной петли, в которой схема имеет три состояния равновесия. По мере понижения частоты накачки данная характеристика сдвигается вправо. Это означает, что для возбуждения и поддержания колебаний требуется большая величина напряжения накачки. Если частота напряжения накачки увеличивается, характеристика сдвигается влево, а точки A и D приближаются друг к другу и, в конце концов, сливаются, что приводит к исчезновению области с тремя состояниями равновесия. Этот эффект, присущий высокочастотному параметрическому генератору, изображен на рис. 22,2, в.

Существует несколько методов изменения фазы колебаний параметрического генератора. В момент переключения появляется синхронизирующий сигнальный импульс большой амплитуды и нужной фазы. При этом колебания в генераторе сначала затухают, а затем снова возникают, но уже с новой фазой. Если система находится в области с тремя состояниями равновесия, то подача на вход системы подобного импульса приводит к возбуждению колебаний пассивной цепи в требуемой фазе.

На рис. 22.2, *г* представлена зависимость длительности переключения в периодах высокой частоты от величин синхронизирующего напряжения и напряжения накачки. Оптимальная величина последнего равна 5,5 *в*. Работа параметрического генератора в режиме совпадения может быть обеспечена путем подачи двух синхронизирующих импульсов, причем ни один из них, будучи подан без второго, не оказывает влияния на схему. Из рассмотрения рис. 22.2, *г* следует, что при подаче двух таких импульсов с амплитудой, равной, например, 6 *в*, происходит переключение за время, меньшее, чем 5 периодов. С другой стороны, можно использовать пару импульсов, состоящих из одного синхронизирующего и одного отрицательного импульсов на частоте накачки. Если подача отрицательного импульса на частоте накачки уменьшает величину напряжения накачки до 4,5 *в*, то появление сигнального импульса с амплитудой 7 *в* приведет к изменению фазы генератора в течение приблизительно 7 периодов. Для возбуждения процесса установления фазы необходима намного меньшая величина синхронизирующего сигнала, так как приложение напряжения накачки несколько задерживается, в результате чего колебания начинаются от уровня шумов. Ударное возбуждение колебаний, возникающее при подаче большого по амплитуде синхронизирующего импульса, приводит к исчезновению небольшой задержки в установлении колебаний после приложения напряжения накачки. Безусловное переключение достигается путем прерывания наведенных колебаний на определенный интервал времени, в результате чего может быть потеряно целое число полуволн.

Узлы сверхвысоких частот, применяемые в схемах обработки информации, стремятся разрабатывать с намного большей тщательностью, чем высокочастотные. Кроме того, может оказаться необходимым упростить конструкции рассматриваемых узлов за счет некоторого уменьшения потенциального быстродействия последних. Если в процессе обработки информации возникает необходимость выполнения значительного числа логических операций, информационные импульсы необходимо усиливать и восстанавливать [38]. В принципе можно собрать [152] любую комбинированную логическую схему, используя комбинацию элементов «НЕ» или дополнительных к ним элементов «И». Такие функции [20] на сверхвысоких частотах могут выполняться посредством гибридного кольца, изображенному на рис. 22.3, *а*. Плечо НЕСУЩАЯ содержит «экспандер», образованный полупроводниковым диодом,

помещенным в конце четвертьволнового шлейфа. Если величина радиочастотного напряжения, подводимого к диоду, оказывается недостаточной для его открытия, то режим холостого хода на входе линии приведет к появлению короткого замыкания и передачи мощности происходить не будет. С другой стороны, если величина напряжения высокой частоты, подводимого к диоду, будет достаточна, чтобы создать проводимость, эффективное сопротивление, шунтирующее линию, будет возрастать, в силу чего будет иметь место передача энергии.

Конструктивно схема может быть выполнена в виде полуволнового отрезка, посредством которого можно осуществлять опера-

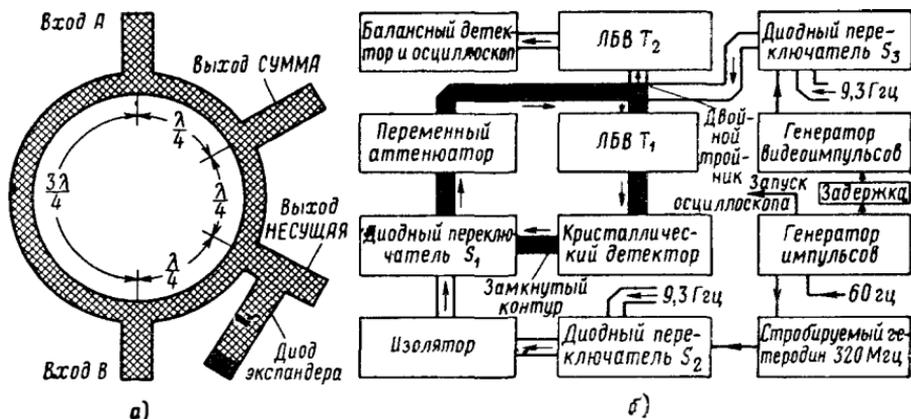


Рис. 22.3. Логические схемы сверхвысокочастотных цифровых вычислительных машин:

а — полусумматор, изготовленный на основе гибридного кольца из полосковых линий; б — замкнутый волноводами контур памяти. (См. [20, 162].)

ции, приведенные в табл. 22.2. Когда на оба входа подаются нули, на выходе плеч СУММА и НЕСУЩАЯ также будут нули. Если импульс на радиочастоте подается только на одно плечо, энергия делится пополам: половина ее проходит на выход СУММА, а другая ее половина, попадающая в плечо НЕСУЩАЯ, ослабляется нелинейным экспандером. В случае, когда на оба входа подаются сигналы одинаковой амплитуды и фазы, на выходе плеча СУММА будет нуль, а полная энергия, проходящая на выход плеча НЕСУЩАЯ, образует двоичную единицу. Недостатком такой простой схемы является то, что фаза сигнала на выходе плеча СУММА зависит от того, на каком из входных плеч присутствует сигнал. От этого недостатка можно избавиться путем включения в схему более двух кольцевых гибридных соединений. Отношение выходных сигналов такой суммирующей цепи, соответствующих появлению единицы и нуля, оказывается больше 15.

В диапазоне сверхвысоких частот время задержки в схемах, особенно в усилителях, подобных лампам бегущей волны, оказы-

Таблица операций, выполняемых полусумматором

Вход <i>A</i> . . . . .	0	0	1	1
Вход <i>B</i> . . . . .	0	1	0	1
На выходе плеча СУММА . . . . .	0	1	1	0
На выходе плеча НЕСУЩАЯ . . . . .	0	0	0	0

вается всего в несколько раз больше интервала времени, занимаемого одним информационным знаком. От указанного недостатка избавляются [49] путем введения в накопительное устройство ячеек памяти, в которых можно осуществлять временное хранение информации. Несмотря на то, что при изготовлении подобных ячеек памяти приходится сталкиваться с такими проблемами, как выравнивание спинов электронов [56] парамагнитных материалов, использование линии передачи, по которой циркулируют знакопеременные импульсы, является обычным. На частотах порядка 9—11 Гц такие накопительные устройства имеют вид [137, 162] длинной волноводной петли, снабженной гибридными соединениями, циркуляторами, направленными ответвителями и электронными лампами для подвода, усиления и выделения сигналов.

Экспериментальная петля указанного типа изображена на рис. 22.3, б. В диодном переключателе  $S_2$  непрерывный сигнал частотой 9,3 Гц и мощностью 0,5 мвт модулируется выходным напряжением стробирующего генератора частотой 320 МГц. Таким путем образуются сверхвысокочастотные маркерные импульсы времени. Входной сигнал петли образуется в диодном переключателе  $S_3$  и состоит из серии единиц и нулей, определяемых генератором видеопульсов. Для обеспечения синхронизации с метками времени входных данных петли, поступающих на вход диодного переключателя  $S_1$ , генератор видеопульсов и стробирующий генератор запускаются импульсами ртутного релейного импульсного генератора, работающего на частоте 60 Гц. Правильная работа петли зависит, кроме того, от точности совпадения информационных и маркерных импульсов в диодном переключателе  $S_1$ , т. е. от правильной установки полной задержки петли на целое число временных интервалов, равных интервалу между маркерными импульсами. Импульсы, циркулирующие в петле, поступают также на вход двойного волноводного тройника, усиливаются лампой бегущей волны  $T_2$  и через балансный детектор поступают на отклоняющие пластины осциллоскопа.

## 22.2. МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

### 22.2.1. Системы цепей

В тех случаях, когда посредством одной несущей надо передавать информацию нескольких каналов, применяются многоканальные системы [102, 178]. Частотно-избирательное разветвление в диапазоне сверхвысоких частот осуществляется обычным способом: сигналами различных каналов производится модуляция поднесущих. Далее суммой этих поднесущих модулируется несущая. На приемной стороне сигналы каналов разделяются до детекторной ступени фильтрами, настроенными на частоты поднесущих. Напряжения поднесущих частот обычно получают от одного стабилизированного генератора, так что смежные каналы можно располагать достаточно близко друг к другу.

При временном разделении каналов полная энергия передатчика используется для передачи значений сигнала каждого канала поочередно друг за другом через равные малые интервалы времени. Этот принцип проще всего осуществляется [16] в системах импульсной модуляции. В таких системах импульсы передаются [2, 63] один за другим по одному импульсу на каждый канал в течение одного цикла передачи. Рассматриваемый метод иллюстрируется на рис. 22.1, *д* для простого случая двух каналов при использовании амплитудно-импульсной модуляции. Если, например, для обеспечения нормальной передачи одного телефонного канала требуется передать 8 000 *имп/сек*, то при наличии 12 каналов в системе связи полное число импульсов, которые необходимо передавать в течение секунды, равно 96 000. Для передачи тех же данных методом импульсно-кодовой модуляции требуется передавать 480 000 *имп/сек*.

Существует несколько методов преобразования, или сдвига частоты сигнала. Было показано [41, 54, 149], что непрерывное линейное изменение фазы сигнала будет приводить к идеальному преобразованию частоты. Такой модулятор с одной боковой полосой был реализован на практике при использовании ферритов [24, 25, 134, 153, 306]. К соленоиду, находящемуся в аксиальном магнитном поле, подводится некоторое напряжение качающейся частоты, и в системе осуществляется процесс преобразования частоты за счет эффекта вращения Фарадея в круглом волноводе, нагруженном на феррит. Преобразователь частоты на 4 *Гц*, принцип действия которого основан на модуляции полупроводникового диода в гибридной цепи [236, 268], характеризуется величиной потерь, равной 6,5 *дб*, при входной мощности, равной 8 *вт*. Возможно создание преобразователей частоты на клистродах [45, 105] и лампах бегущей волны [167], причем последние обладают некоторыми преимуществами, обусловленными широкополосностью и низким уровнем шумов. Обратимся к рис. 22.4, *а*, где схематично изображена лампа бегущей волны. Если скорость электронов равна  $v$ ,

то разность фаз  $\varphi$  выходного и входного напряжений будет определяться [22] выражением

$$\varphi = 2\pi f l / v, \quad (22.9)$$

где  $l$  — эффективная длина. Если при небольшом изменении анодного напряжения  $\delta V_0$  скорость электронов меняется, то величина соответствующего фазового сдвига равна

$$\delta\varphi = \frac{\pi l f \delta V_0}{v V_0} = A \delta V_0, \quad (22.10)$$

где  $A$  — фазомодуляционная постоянная лампы бегущей волны. Если фазовый сдвиг меняется до максимального значения  $\Phi_0$  по

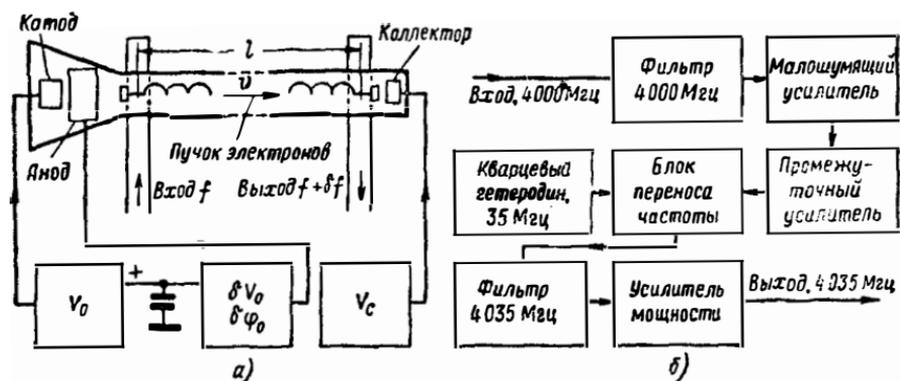


Рис. 22.4. Фазовая модуляция и перенос частоты:

а — использование лампы бегущей волны в качестве устройства для переноса частоты; б — использование устройства для переноса частоты в качестве ретранслятора. (См. [223].)

синусоидальному закону с частотой  $f_1$ , то эквивалентная частотная девиация будет определяться выражением

$$\delta\varphi = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} (\delta\varphi_0 \sin 2\pi f_1 t) = \delta\varphi_0 f_1 \cos 2\pi f_1 t. \quad (22.11)$$

Более эффективной является модуляция по пилообразному закону. Именно такого вида модуляция используется в серродинном преобразователе частоты <sup>1</sup>, предложенном Каммингом [36]. В силу периодичности закона модуляции для получения на выходе напряжения одной частоты форма и амплитуда пилообразного напряжения должны быть подобраны таким образом, чтобы выходные сигналы в течение каждого периода были бы синфазны с выходными сигналами любого другого периода. Как при любом процессе модуляции, в данном случае образуется большое количество гармоник. Путем

<sup>1</sup> Клистроинное устройство для сдвига частоты с использованием пилообразной линейной модуляции времени пролета (от латинского слова *serra* — пила). (Прим. ред.)

тщательного подбора параметров их уровень можно снизить на 20 дБ относительно уровня полезного сигнала. На рис. 22.4,б изображена блок-схема ретранслятора, в котором используется устройство для переноса частоты на лампе бегущей волны. Напряжение частоты модуляции генерируется гетеродином, стабилизированным кварцем и работающим на частоте 35 МГц. В данной схеме находит применение синусоидальная модуляция, а выбор нужной боковой полосы осуществляется с помощью полосового фильтра.

### 22.2.2. Требования к линиям передачи

Передача информации при использовании электрической энергии в течение длительного времени осуществляется по открытым проводным линиям связи, однако этот обычный вид передачи энергии в диапазоне сверхвысоких частот используется редко. Ограниченное применение находит и передача волн вдоль однопроводной линии [61, 234, 265]. Такой способ передачи был исследован для канализации энергии на большие расстояния [60] и с этой целью проведен количественный эксперимент на линиях ограниченной длины [59]. Было обнаружено, что в коротковолновом участке сверхвысокочастотного диапазона на передачу энергии оказывают влияние дождевые капли, тогда как в длинноволновом участке становятся весьма большими размеры питающих рупоров. К недостаткам системы относится то, что рупор воспринимает нежелательную энергию, а также явление излучения с неоднородностей, в том числе с изгибов. Поэтому такой вид канализации энергии применяется лишь для специальных целей [262, 276, 300] и только на небольшие расстояния. От указанных недостатков можно избавиться ценой резкого увеличения стоимости за счет перехода на экранированные коаксиальные линии. Обычно коаксиальная линия состоит из внутреннего провода, окруженного внешним цилиндрическим экраном. Хотя воздушные коаксиальные линии и применяются для передачи на небольшие расстояния энергии на частотах до 2 ГГц, на более высоких частотах применять такие линии уже нецелесообразно из-за сильно возрастающих потерь и неравномерностей волнового сопротивления.

Для передачи сверхвысокочастотной энергии целесообразно применять волноводы, отличающиеся простотой изготовления, надежной экранировкой и небольшим затуханием [260, 261]. В прямоугольном волноводе при возбуждении в нем волны вида  $TE_{01}$  будет распространяться только один вид волны. Последнее позволяет вводить в профиль волновода изгибы, острые углы и подвижные элементы. Теоретическое значение затухания медного волновода сечением  $58,1 \times 29,2$  мм равно 0,026 дБ/м на частоте 4 ГГц и 0,01 дБ/м на частоте 0,5 ГГц при сечении  $450 \times 22,5$  мм. В случае использования больших волноводов на более высоких частотах в них могут появиться и другие виды волн и они мало пригодны для пе-

редачи высокочастотной энергии. Поэтому большое внимание было уделено цилиндрическим волноводам (94, 161, 279).

Теоретическое значение затухания медного волновода диаметром 6,54 см на частоте 4 ГГц при распространении в нем волны вида  $TM_{01}$  равно 0,018 дБ/м и 0,011 дБ/м для волн вида  $TE_{11}$ . Оба указанных значения меньше соответствующих затуханий в прямоугольном волноводе. Было произведено исследование [94] процесса распространения волны вида  $TE_{11}$  в волноводе длиной 45 м. Величина затухания оказалась на 15% большей теоретической, рассчитанной в основном из-за явления перехода одного вида волн в другой и неровностей поверхности волновода. Уровень энергии волн  $TM_{01}$ , появляющихся при вышеуказанном переходе, был на 50 дБ ниже уровня энергии основного вида  $TE_{11}$ ; волн вида  $TE_{21}$  обнаружено не было.

Эффект преобразования вида волн проявлялся в основном в появлении эллиптической поляризации, обусловленной наличием нерегулярности кривизны стенок. Было найдено, что уровень поперечной составляющей, обязанной своим появлением явлению вращения плоскости поляризации на  $1-2^\circ$ , находится в диапазоне от  $-35$  до  $-55$  дБ. Амплитуда поперечной составляющей волны изменялась в пределах не более 10 дБ даже в том случае, когда волновод при длине 19,5 м прогибался на 20 см. Такие круглые волноводы целесообразно применять при осуществлении коротких линий связи. Возможность же одновременного прохождения по волноводу двух видов волн с разными плоскостями поляризации позволяет получить два независимых канала. Эффект преобразования вида волн можно свести к минимуму путем применения таких систем модуляции, как импульсно-кодовая, или путем разделения двух каналов по частоте. В последнем случае высокая степень изоляции двух поразному поляризованных волн позволяет заметно ослабить требования к характеристикам частотного фильтра. Волны вида  $TM_{01}$  находят применение [161] только в сравнительно коротких линиях связи.

Значительное влияние на процесс канализации энергии оказывают отражения от небольших неоднородностей линии передачи [35, 125]. На практике линии передачи представляют собой совокупность отрезков небольшой длины, точки сочленения которых являются причиной появления отраженных волн. Теоретический анализ и экспериментальные данные указывают на то, что эти отражения в основном некогерентны. В силу вышеуказанного уровень неоднородности желательно сводить к минимуму, а промежуточные секции делать более длинными. Наличие отражений оказывает более сильное влияние на процесс канализации энергии в случае, когда передаче подлежит целый спектр частот [40, 45, 225]. В частности, было произведено исследование [111] влияния двух отражающих неоднородностей, расположенных на противоположных концах длинной линии, на качество частотно-модулированных колебаний. Исследование сводилось к оценке величины [17] частотных искажений видеосигнала на выходе идеального демодулятора. Получен-

ные соотношения для величины частотных искажений, обусловленных взаимным влиянием каналов друг на друга, были использованы [110] для анализа процессов передачи энергии по линиям значительной длины.

Измерения [94], проведенные в ходе эксперимента с круглым волноводом длиной 45 м при распространении в нем волны вида  $TE_{11}$ , показали, что потери, обусловленные отражением от неоднородностей в линии, находились на уровне от  $-46$  до  $-56$  дБ в диапазоне 3,7—4,2 Гц. В состав данного волновода входили концевые подвижные парные элементы. Результаты эксперимента показали [237], что комплексные коэффициенты отражения в крайних точках волновода можно сделать идентичными путем подбора и, следовательно, расположить эти точки оптимальным образом.

## 22.3. ВОЛНОВОДЫ С КРУГОВЫМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ПОЛЯМИ

### 22.3.1. Затухание и дисперсия

Из рассмотренных выражений для полей различных видов следует, что для обеспечения малого уровня потерь, имеющих место при малых токах проводимости, необходимо, чтобы направление вектора напряженности магнитного поля было бы параллельным стенкам. Из этого заключаем, что соответствующее поперечное поле должно быть радиальным по отношению к продольному обратному пути. Хотя рассматривались [183] волноводы типа Н, однако, как линии с малыми потерями наибольшее внимание привлекли круглые волноводы, в которых возбуждены волны вида  $TE_{0n}$ . Распределение поля в круглых волноводах таково, что величина затухания при увеличении частоты уменьшается постепенно.

Большое внимание привлекает возможность использования в линиях передачи значительной длины круглых волноводов, в которых возбуждается волна первого порядка или  $TE_{01}$  [5, 10, 30, 77, 78, 80, 135, 138]. Коэффициент затухания, обусловленный наличием активных потерь, определяется выражением

$$\alpha = \frac{R_s}{Z_0} \frac{(f_c/f)^2}{r_0 [1 - (f_c/f)^2]^{1/2}}, \quad (22.12)$$

где  $f_c$  равно  $1,83 \cdot 10^8 / r_0$ ,  $Z_0 = Z_w \sqrt{\mu_d / \epsilon_d}$ , а  $R_s = \sqrt{\pi f \mu_m \mu_0 / \sigma}$ . Индексы  $d$  и  $m$  относятся соответственно к диэлектрической среде внутри волновода и к металлическим стенкам. Из выражения (22.12) следует, что для обеспечения малого значения  $\alpha$  требуется: а) большая величина  $r_0$ , т. е. малая величина  $f_c/f$ , б) малая величина  $R_s$ , т. е. большая величина  $\sigma$ , и в) большая величина  $Z_0$ , что означает необходимость отказа от применения твердого диэлектрика.

Случай, когда величина  $f$  близка к  $f_c$ , исследован в работе [163]. В более нужном случае, когда  $(f/f_c)^2 \gg 1$ , выражение для коэф-

коэффициента затухания в децибелах на километр при величине  $r_0$ , выраженной в сантиметрах имеет вид

$$\alpha = \frac{16 \cdot 10^{20}}{\sigma^{1/2} r_0^3 f^{3/2}} \left[ 1 + \left( \frac{12,9 \cdot 10^9}{f r_0} \right)^2 \right] \text{ дб/км.} \quad (22.13)$$

Величина второго члена в квадратных скобках значительно меньше единицы, в результате чего значение  $\alpha$  уменьшается значительно быстрее при увеличении  $r_0$ , чем при возрастании  $f$ . Была

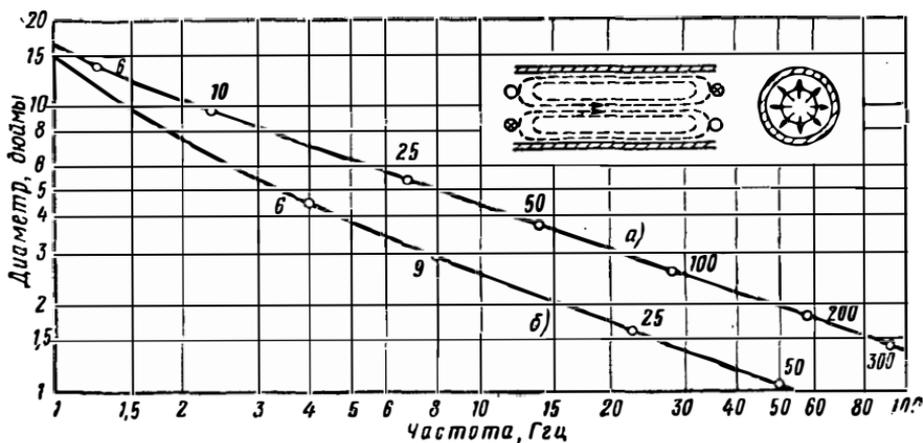


Рис. 22.5. Волноводы для связи на большие расстояния.

Числа около кривых указывают на количество возможных в данном волноводе видов воли. Величины диаметров, указанные на оси ординат, относятся к следующим коэффициентам затухания: а — 1,25 дб/км; б — 8,2 дб/км. (См [123].)

вычислена степень увеличения потерь, обусловленных наличием тонкой пленки диэлектрика на стенках волновода [88, 89, 186, 229, 303, 304].

Из уравнения (22.13) следует, что величина  $\alpha$  зависит от частоты, что приводит к некоторым амплитудным искажениям при передаче сигнала, спектр которого занимает полосу частот  $f_b$ . Величина изменения затухания определяется выражением

$$\Delta\alpha = - \left( \frac{4,2 \cdot 10^{10} f_b}{r_0^2 \sigma^{1/2}} \right) \left\{ \frac{3 (f/f_c)^2 - 1}{f^{3/2} [(f/f_c)^2 - 1]^{3/2}} \right\}. \quad (22.14)$$

Например, если  $r_0 = 1,72$  см,  $\sigma$  для меди равна  $6 \cdot 10^7$  мо/м,  $f = 35$  Гц, то  $\alpha = 6$  дб/км,  $\Delta\alpha = 0,024$  дб/км при  $f_b = 87$  Мц. Для выбора размеров волновода в зависимости от требуемой величины затухания можно пользоваться графиком [123] рис. 22.5. Здесь приведена кривая зависимости диаметра волновода от рабочей частоты при коэффициентах затухания, равных 1,25 и 8,2 дб/км. Например, при  $\alpha = 1,25$  дб/км,  $f = 4$  Гц и 50 Гц, требуемый диаметр волновода равен соответственно 17,8 и 5,08 см (7 и 2 дюйма).

Волновод представляет собой дисперсную среду, и при большой длине пути распространения радиоволн появляются искажения [44, 75, 79] сигнала, так как при увеличении частоты групповая задержка сигнала уменьшается. Время групповой задержки определяется выражением

$$\tau = \frac{l}{v_g} = \frac{1}{2\pi} \frac{d(\beta l)}{df} = \frac{l}{c [1 - (f_c/f)^2]^{1/2}}. \quad (22.15)$$

После дифференцирования получим

$$\frac{d^2(\beta l)}{df^2} = -\frac{2\pi l}{cf} \left\{ \frac{(f_c/f)^2}{[1 - (f_c/f)^2]^{3/2}} \right\}. \quad (22.16)$$

Разность фаз в  $180^\circ$  между отдельными гармоническими составляющими в пределах полосы спектра, появляющаяся на конце линии, считается верхним граничным пределом. При подстановке этого предела в выражение для разности задержек  $\Delta\tau$  выражение для допустимой полосы частот спектра имеет вид [123]

$$f_b = \frac{394 f^{1/2} [1 - (f_c/f)^2]^{3/4}}{l^{1/2} (f_c/f)}. \quad (22.17)$$

если  $l$  выражено в километрах.

Для примера с сигналом частотой  $35 \text{ Гц}$ , рассмотренного выше, предел допустимых фазовых искажений достигается при длине, равной  $6,4 \text{ км}$ . В случаях более длинных линий потребуются восстановление сигнала или выравнивание задержки на разных частотах [103]. На рис. 22.6 представлена зависимость допустимой полосы пропускания от рабочей частоты для линии длиной в  $1,6 \text{ км}$  при постоянном коэффициенте затухания. Из рис. 22.6 видно, что волновод диаметром  $5 \text{ см}$ , работающий на частоте  $50 \text{ Гц}$ , обладает полосой пропускания  $100 \text{ Мц}$  при длине, равной  $42,5 \text{ км}$ . На более низких частотах, если удлинить волновод, оставляя потери такими же, получается более узкая полоса пропускания.

При использовании наносекундных импульсов [14, 23, 266, 267] и длинных линий передачи влияние эффекта дисперсии в волноводах на переходные процессы при установлении сигнала становится значительным [34, 51, 131, 146, 147, 149, 159, 224, 227, 230, 235, 244, 248, 259, 263]. Если величину  $\alpha$  оставлять постоянной, а величину  $\beta$  поддерживать кратной частоте  $\omega$ , то сигнал будет передаваться без искажений [76]. Все компоненты вносят равные затухания и задержки сигналов.

Однако вообще величина  $\alpha$  не остается постоянной, а величина  $\beta$  меняется с частотой не по линейному закону. В последнем случае разложение в ряд фазовой характеристики при определенном значении частоты дает обычно член  $d\beta/d\omega$ , определяющий величину групповой задержки, и сумму членов второго и более высокого порядка, наличие которых приводит к искажению сигнала. Рас-

смотрение таких членов более высокого порядка позволяет получить функциональную зависимость между максимальной полосой пропускания и длиной волновода.

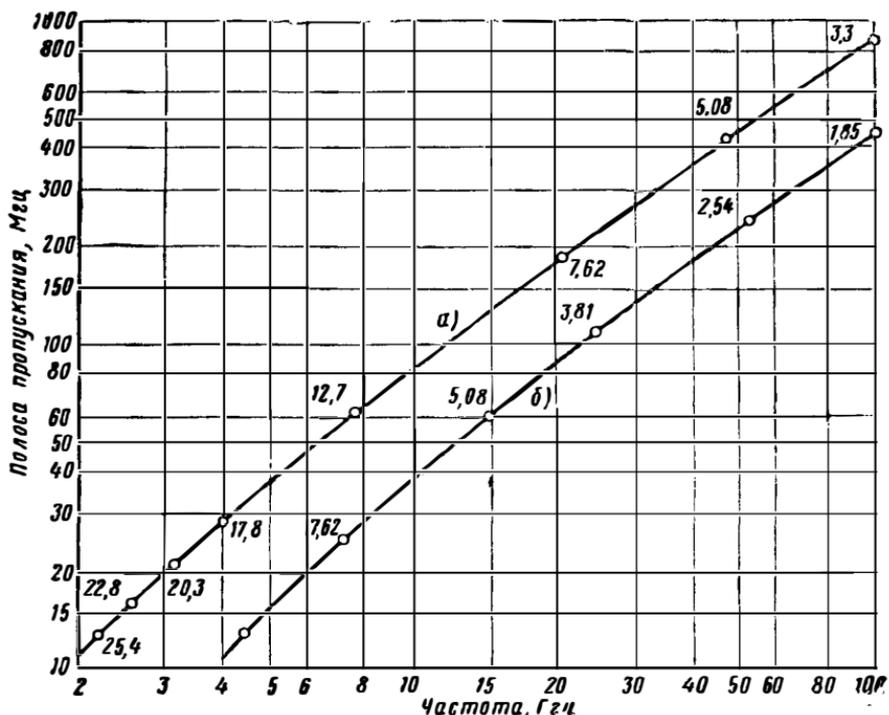


Рис. 22.6. Полоса пропускания волнопроводов, предназначенных для дальней связи.

Полоса пропускания относится к волноводу длиной 1,6 км, а числа около кривых означают диаметр волновода в сантиметрах. Затухание является постоянным и равно для кривой а—1,25 дБ/км и кривой б—8,2 дБ/км. (См. [123].)

### 22.3.2. Потери, вызванные явлением преобразования видов волн

Если волновод не обладает точной осевой симметрией, строго прямыми стенками и постоянным по длине поперечным сечением, то искажения поля, вызванные вышеуказанными неоднородностями, приводят к появлению волн другого вида, кроме основного первоначального, возбужденного в волноводe. В результате этого происходит некоторое перераспределение энергии между основной и паразитными волнами, что эквивалентно увеличению затухания полезного вида волн. Более того, паразитные виды волн характеризуются разными значениями фазовых коэффициентов, что приводит к искажению сигнала.

Из рассмотрения явления преобразования одного вида волн в другие [70, 87, 251] следует, что наличие небольшой постоянной эллиптичности не оказывает серьезного влияния [28, 100]. На

практике, однако, любой круглый волновод состоит из коротких отрезков эллиптических волноводов, оси которых ориентированы случайным образом. Это приводит к появлению еще более значительного вида потерь, величина которых была подсчитана при некоторых допущениях [126]. Ступенчатые соединения приводят к явлению рассеяния [141, 148, 233, 255, 272, 278, 280], в то время как плавные переходы [240, 302] между волноводами различных диаметров являются причиной возникновения потерь, вызванных преобразованием в энергию волн видов  $TE_{02}$ ,  $TE_{03}$  и т. д. Если эти паразитные виды волн начнут резонировать в замкнутом объеме, то такие потери могут оказаться большими. Помехи, обусловленные появлением волн видов  $TM_{11}$  и  $TE_{12}$ , являются особенно важными. Принципиальной особенностью такого типа рассеяния является то, что энергия рассеивается в прямом направлении [310].

При анализе явлений преобразования видов волн Миллер [123] полагал, что после того, как волна вида  $TE_{01}$  пройдет через первую неоднородность, некоторая доля энергии переходит в энергию волны какого-нибудь паразитного вида, который обозначим через  $TX_1$ . Когда сумма двух колебаний  $TE_{01} + TX_1$  проходит через вторую неоднородность, имеет место следующее преобразование, в результате чего сложное колебание будет состоять в основном из колебаний волны  $TE_{01}$ , двух малых составляющих паразитных видов  $TX_1$  и  $TX_2$  и круговой электрической волны вида  $TE'_{01}$  с еще меньшей амплитудой, появляющейся при обратном переходе энергии из волны вида  $TX_1$  в энергию волн другого вида.

Если две одинаковые симметричные неоднородности расположить на надлежащем расстоянии друг от друга, то составляющие  $TX_1$  и  $TX_2$  взаимно компенсируются, в то время как при другом расстоянии между неоднородностями будет максимальная передача энергии другим видам волн. Последствия от обратного преобразования других видов волн в волну  $TE'_{01}$  являются менее опасными по сравнению со случаем, когда переход энергии носит случайный характер. Серьезная проблема, связанная с искажениями, возникает при любом когерентном обратном преобразовании в случае несоблюдения нужных фазовых соотношений.

Для типичного круглого прямого волновода [123] коэффициент потерь  $\alpha_{1x}$ , обусловленных преобразованием энергии в колебания других видов, примерно в два раза меньше коэффициента  $\alpha_{1h}$ , определяемого омическими и тепловыми потерями в проводнике. С другой стороны, типичные значения отношения  $\alpha_{xh}/\alpha_{1h}$ , т. е. величины омических потерь паразитных видов волн, к величине омических потерь волны вида  $TE_{01}$ , лежат в пределах от 2 до 100. На рис. 22.7 представлена зависимость от длины линии отношения энергии истинного сигнала  $P_1$  к энергии сигнала  $P_n$  волны вида  $TE_{01}$ , появляющейся при обратном переходе колебаний других типов в  $TE_{01}$ , при различных значениях отношения потерь. Из рассмотрения рис. 22.7 следует, что при больших длинах и малых значениях отношения потерь величина энергии волн, образующихся

при обратном преобразовании, оказывается сравнимой с величиной энергии истинного сигнала, а иногда даже превосходит ее. Таким образом, для обеспечения удовлетворительной передачи энергии на большие расстояния необходимо работать при значениях величины отношения потерь 500 или более.

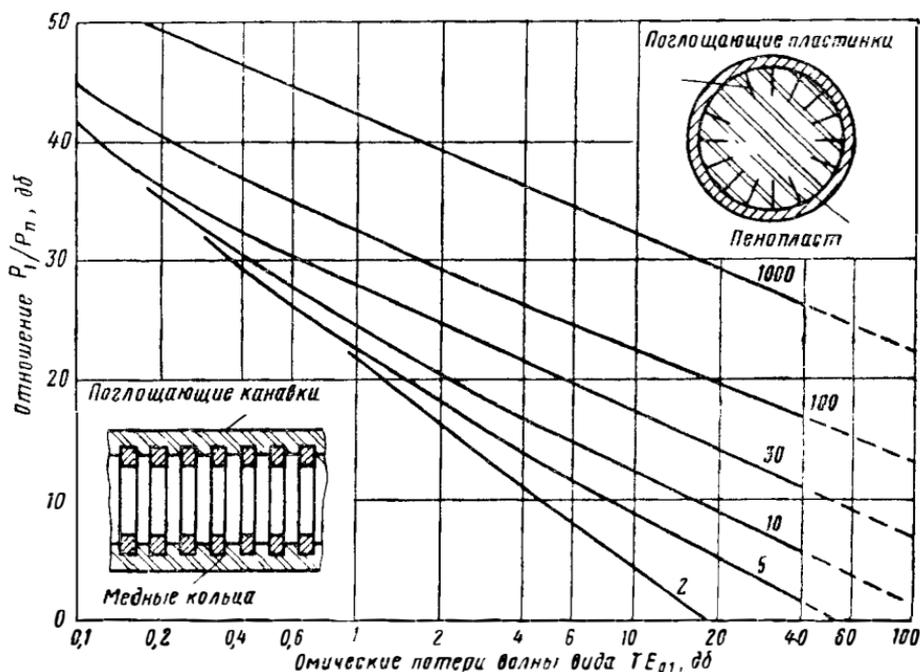


Рис. 22.7. Улучшение, обусловленное фильтрацией некоторых видов волн. Представлена зависимость отношения энергии истинного сигнала  $P_1$  к энергии сигнала  $P_n$ , появляющегося при обратном преобразовании колебаний других видов волн в волну вида  $TE_{01}$ , от длины линии, выраженной в величине омических потерь. Коэффициент преобразования  $\alpha_{1x}/\alpha_{1h}=0.5$ . Числа на графике определяют величину отношения потерь  $\alpha_{1x}/\alpha_{1h}$ ; эту величину можно сделать достаточно большой при использовании фильтров, настроенных на определенные виды волн. На вставках изображено конструктивное выполнение двух типов фильтров. (См. [123].)

Нужную величину коэффициента затухания можно получить, используя очень хорошо проводящую поверхность по круговому и менее проводящую по продольному направлениям для токов, текущих по стенкам волновода. Один из практических методов получения таких условий заключается во введении в волновод фильтров, настроенных на определенный вид волны [158, 192]. Подобные фильтры целесообразнее всего располагать на таких интервалах, чтобы ослабление сигнала между ними не превышало величины 0,1 дБ. На вставках рис. 22.7 показано два примера. На одной из них изображены продольные поглощающие пластинки и аксиально расположенные металлические вкладыши [59, 90, 144, 254, 275];

в обоих случаях ослабление паразитных видов волн будет много больше ослабления волны вида  $TE_{01}$ .

Общепринятый метод подавления определенных видов волн состоит в том, что стенки волновода выполняются в виде изолирующего кожуха, внутри которого устанавливается спиральный проводник [18, 128, 129, 189, 222, 270]. Если шаг спирали сделать достаточно малым, величина коэффициента затухания волны вида  $TE_{01}$  может оказаться весьма близкой к величине коэффициента затухания в обычном жестком волноводе с проводящими стенками. Ослабление других видов волн будет намного большим и определится шагом спирали и материалом, из которого изготовлен кожух. Для многих паразитных видов волн существует такое значение проводимости материала кожуха, при котором коэффициент затухания этих волн оказывается максимальным; это значение зависит от вида волны, диаметра волновода и диэлектрической проницаемости вещества, входящего в состав кожуха.

Удовлетворительные результаты были получены [145, 156, 190] при использовании спирали с очень небольшим шагом, изготовленной из изолированного провода диаметром 0,76—2,5 мм; типичные значения параметров кожуха равны  $\epsilon' = \epsilon'' = 4$ . Анализ [107] показывает, что волны кругового электрического вида могут проходить через соединение жесткого медного и спирального волноводов без заметного преобразования и отражений, если шаг намотки сделать очень малым. Спиральный волновод можно изготавливать [15, 113] с требуемыми допусками [221, 241] в отношении прямолинейности, степени овальности и постоянства диаметра по длине, используя для этого стальную оправку.

## 22.4. ПРАКТИЧЕСКИЕ ВОЛНОВОДЫ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ НА БОЛЬШИЕ РАССТОЯНИЯ

### 22.4.1. Передача энергии через изгибы

В любой практической системе может появиться необходимость повернуть волновод на некоторый угол [3, 84, 85, 231, 232, 297]. В искривленных частях круглого волновода волна вида  $TE_{01}$  может существовать вместе с волнами видов  $TE_{11}$ ,  $TE_{12}$ ,  $TE_{13}$  ... и  $TM_{11}$ . Наличие последней является достаточно серьезной проблемой, так как волны видов  $TE_{01}$  и  $TM_{11}$  могут взаимно преобразовываться в силу идентичности фазовых скоростей в идеально проводящих прямых волноводах. Явление распространения волны вида  $TE_{01}$  в изогнутых волноводах, схематично представленное на рис. 22.8, а, было теоретически исследовано Жуге [73, 74]; результаты, полученные последним, были позднее дополнены Альбершейном [1]. Было показано, что в волноводах с большим радиусом изгиба волна вида  $TE_{01}$  существует в основном в чистом виде, в то время как в волноводах с меньшим радиусом изгиба устойчиво распространяется сложная волна, представляющая собой смесь двух видов

волны:  $TE_{01}$  и  $TM_{11}$ . В последнем случае плоскость поляризации волны вида  $TM_{11}$  перпендикулярна плоскости изгиба, что видно на рис. 22.8, б.

Если в изогнутой секции в чистом виде распространяется либо волна вида  $TM_{11}$ , либо волна вида  $TE_{01}$ , то происходит возбуждение обоих видов волн, амплитуды которых определяются выражениями  $TE_{01} \pm TM_{11} / \sqrt{2}$ . Волны этих видов распространяются с разными фазовыми скоростями и при интерференции образуют максимумы

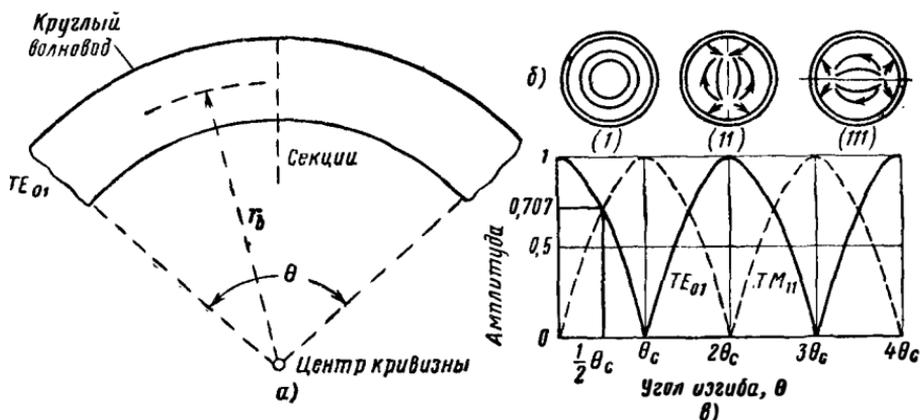


Рис. 22.8. Передача волны вида  $TE_{01}$  через изгиб:

а — геометрия изгиба; б — электрическое поле: для волны вида  $TE_{01}$  (I), для нормальной волны вида  $TM_{11}$  (II), для возбужденных волн вида  $TM_{11}$  (III); в — зависимость амплитуды колебаний от угла изгиба  $\theta$ .

и минимумы с амплитудами  $TE_{01}$  и  $TM_{11}$ . При этом имеет место непрерывный процесс перехода энергии от одного вида волн к другому, причем коэффициент затухания таких смешанных колебаний равен среднему значению коэффициентов затухания волн  $TE_{01}$  и  $TM_{11}$  в прямом волноводе. При радиусе изгиба  $r_b$  энергия волны вида  $TE_{01}$  полностью переходит в энергию волны вида  $TM_{11}$  при критическом угле, равном

$$\theta_c = \pi n \lambda / 2,32 r_b, \quad (22.18)$$

где  $n$  — целое число.

Наиболее целесообразно угол изгиба брать равным  $2\theta_c$ . В этом случае колебания на выходе совпадают с колебаниями вида  $TE_{01}$  на входе. Наличие такого преобразования видов волн, графически изображенного на рис. 22.8, в, было подтверждено экспериментально [168].

На практике при использовании названных выше углов изгиба пришлось столкнуться с некоторыми серьезными ограничениями. Более того, полоса пропускания таких отрезков волновода оказалась ограниченной. При полосе пропускания, равной  $\pm 10\%$  от несущей, потери для волны вида  $TE_{01}$  равны 0,45 и 1,9 дБ для углов

изгиба, соответственно равных двум и четырем критическим углам. От появления такого вида преобразований можно избавиться несколькими методами [124]. При плавных изгибах можно использовать фильтры, настроенные на разные виды волн. Если в середину изогнутого волновода, угол которого равен критическому, поместить идеальный фильтр, амплитуда волны вида  $TE_{01}$  в этой точке составляет 0,707, в то время как амплитуда волны  $TM_{11}$  равна нулю. На выходе второй половины изогнутого колена волновода амплитуда волны вида  $TE_{01}$  будет равна 0,5. Таким образом, учитывая еще потери волн вида  $TM_{11}$ , получим, что потери в изгибе уменьшились от бесконечности до 6 дБ. Можно показать, что в случае введения в волновод  $N$  поглотителей, расположенных на равных расстояниях друг от друга, амплитуда волны вида  $TE_{01}$  на выходе будет равна  $\cos^{N+1}[\frac{1}{2}\pi/(N+1)]$ . Для произвольного угла изгиба  $\theta$  амплитуда оказывается равной  $\cos^{N+1}[\frac{1}{2}\pi(\theta/\theta_c)/(N+1)]$ . Если количество поглотителей неограниченно увеличивать, потери волны вида  $TE_{01}$  в изгибе волновода стремятся к нулю. Такие условия можно создать в непрерывных структурах.

Использование другого метода позволяет получить и на входе и на выходе изогнутого волновода колебания нормального вида волн. В состав колебаний таких видов может входить сумма колебаний видов  $TE_{01}$  и  $TM_{11}$  с равными амплитудами или только ортогональные колебания вида  $TM_{11}$ . Последний вид колебаний можно создать путем пропускания волны вида  $TE_{01}$  через волновод, изогнутый под определенным углом, в который помещены диэлектрические вставки для создания фазовой задержки и (или) вращения плоскости поляризации. Явление преобразования видов волн, имеющее место в изгибе, может быть ослаблено путем уничтожения возможности перехода волн вида  $TE_{01}$  в волну вида  $TM_{11}$  и обратно посредством модификации структуры. Коэффициент передачи энергии через модифицированную изогнутую структуру определяется выражением [124]

$$\frac{\pi r_b}{i,16 r_0} \left[ \left( \frac{f_{cM}}{f} \right)^2 - \left( \frac{f_{cE}}{f} \right)^2 \right], \quad (22.19)$$

где  $f_{cM}$  и  $f_{cE}$  являются граничными частотами полосы пропускания модифицированной изогнутой структуры для волн вида соответственно  $TM_{11}$  и  $TE_{01}$ . Значения величины потерь представлены на рис. 22.9, а. В случае передачи колебаний частоты 50 Гц по волноводу диаметром 5 см при разности критических частот для двух видов волн в 0,5% и радиусе изгиба 888 м отношение получается равным 20, что соответствует при наихудшем угле изгиба величине потерь 0,05 дБ.

От вырождения волн видов  $TM_{11}$  и  $TE_{01}$  можно избавиться при небольшом увеличении потерь путем применения спиральных [119] или эллиптических волноводов. Вообще любое изменение,

вносимое в круглый волновод, которое по-разному влияет на колебания волн видов  $TE_{01}$  и  $TM_{11}$ , может привести к устранению вырождения. Одной из таких модификаций является введение небольшой поперечной гофрировки в стенку волновода, как это показано на рис. 22.9, б. Данная модификация оказывает слабое влияние на прохождение волн типа  $TE_{01}$ , в то время как волна  $TM_{11}$  оказывается нагруженной на радиальные канавки. Такой волновод характеризуется уровнем потерь, равным для критического

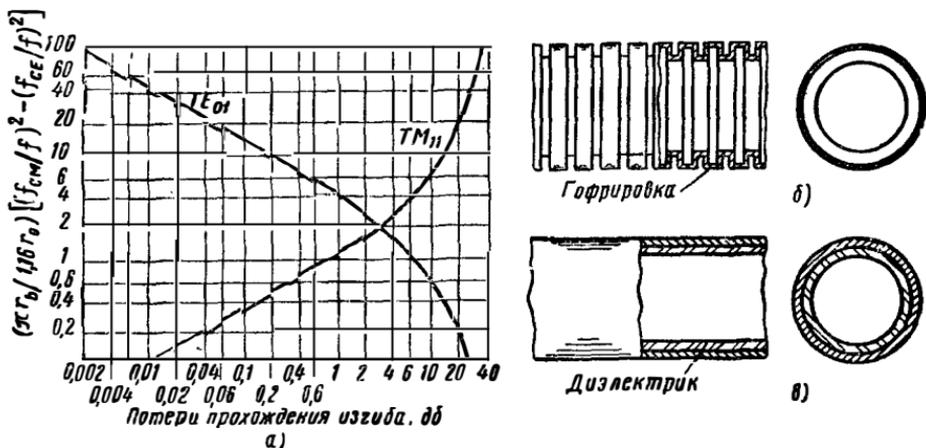


Рис. 22.9. Устранение вырождения волны вида  $TE_{01}$  в волну вида  $TM_{11}$ : а — зависимость амплитуды колебаний при угле изгиба, обеспечивающем максимальное преобразование видов волн, от различия в величине фазовой скорости; б и в — два метода конструирования внутренней части волновода для устранения явления изменения фазовой скорости. (См. [124].)

угла изгиба 0,1 дБ. Карбовяк [273] предложил нанести на внутреннюю стенку диэлектрическое покрытие, показанное на рис. 22.9, в; оно оказывает сильное влияние на электрическое поле волны вида  $TM_{11}$ .

Из анализа [186, 209] такой среды следует, что связь с другими видами волн  $TE_{1n}$  увеличивается и что при оптимальной толщине диэлектрика потери преобразования колебаний в волны видов  $TM_{11}$  и  $TE_{12}$  оказываются равными друг другу. При частоте 55 Гц такие методы позволяют для волноводов диаметром 2,22 см выбирать радиус изгиба 2,4 м, а для волноводов диаметром 5 см — 15 м; величина потерь, определяемых явлением преобразования, здесь составляет 0,2 дБ. Барлоу [7] предложил метод, при котором реактивные составляющие полного анизотропного поверхностного сопротивления стенок для волн вида  $TE_{01}$  и других видов отличаются друг от друга. Если поверхность представляет индуктивное сопротивление для волны  $TE_{01}$  и емкостное для видов волн более низкого порядка, то волна  $TE_{01}$  окажется доминирующей. Требуемое поверхностное полное сопротивление можно получить с помощью

комбинации периферических канавок и диэлектрических покрытий, либо аксиальных канавок.

Анализ [6, 124] уравнений поля в тороидальных координатах показывает, что важным условием распространения с малыми поте-

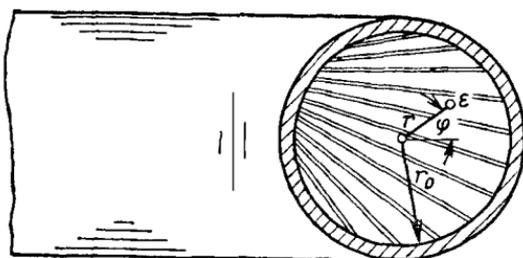
рями через изгибы является радиальность фронта волны, представляемого эквифазной плоскостью по отношению к центру кривизны. Для этого требуется наличие изменения фазовой скорости между внутренней и внешней частями изгиба.

Если относительные магнитная и диэлектрическая проницаемости среды в волноводе остаются постоянными, необходимое изменение фазовой скорости можно получить путем изменения поверхностного реактивного сопротивления по периферии волновода.

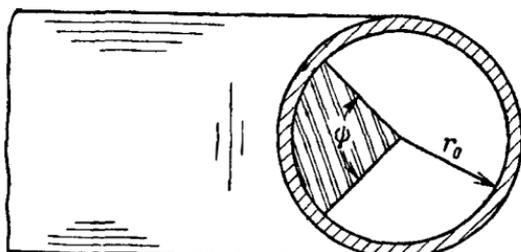
Для волновода диаметром 3,43 см, изогнутого под радиусом 4,5 м и работающего на частоте 35 ГГц, величина изменения фазовой скорости равна  $2,17 \times 10^6$  м/сек. Последнее можно обеспечить с помощью емкостной поверхности, состоящей, например, из периферийных канавок.

Расстояние между канавками должно быть меньше  $1/3$  длины волны  $TE_{01}$  в волноводе; канавки могут быть заполнены материалом, обладающим большой диэлектрической проницаемостью. Другой метод заключается в использовании неоднородной диэлектрической среды применительно к конструкции, изображенной на рис. 22.10, а; диэлектрическая проницаемость в любой точке определяется выражением

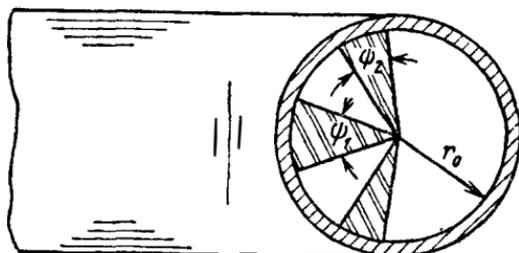
$$\varepsilon - 1 = - (2r/r_b) \cos \varphi. \quad (22.20)$$



а) Неоднородный диэлектрик



б) Односекторный компенсатор



в) Трехсекторный компенсатор

Рис. 22.10. Компенсаторы изгибов в круглом волноводе.

Наличие таких компенсаторов устраняет возбуждение вырожденной волны вида  $TM_{11}$ . (См. [6].)

Наличие диэлектрической нагрузки можно рассматривать как введение связи между волнами видов  $TE_{01}$  и  $TM_{11}$ , величина которой равна и противоположна по знаку связи, образующейся за счет кривизны волновода. Например, если  $r_b = 13 r_0$ , то величина  $(\epsilon - 1)$  может меняться в пределах от 0,058 на внутренней поверхности до 0,250 в центре, и 0,442 на внешней поверхности. Остается еще небольшая остаточная связь с другими видами воли  $TE_{1n}$  и можно показать, что ни при какой комбинации значений диэлектрической и относительной магнитной проницаемостей мы не получим поля волны  $TE_{01}$ , удовлетворяющего уравнениям Максвелла.

Более практичным решением проблемы компенсации паразитных видов волн является заполнение части поперечного сечения волновода диэлектриком. На рис. 22.10, б изображен в качестве примера сектор круга, симметрично расположенный во внутренней части изгиба. Такой сектор хорошо выполняет свои функции в волноводе, в котором могут распространяться 40—50 видов волн, но в волноводе, в котором могут распространяться 200 ÷ 300 видов волн, имеет место нежелательное появление волн видов  $TE_{21}$  и (или)  $TE_{31}$ . От появления таких волн можно избавиться путем применения трехсекторного диэлектрического компенсатора, изображенного на рис. 22.10, в. Например, на частоте 50 Гц волновод диаметром 2,22 см должен иметь минимальный радиус изгиба, равный 18,8 см при уровне потерь преобразования 0,1 дБ и величине  $(\epsilon - 1)$ , равной 0,143. Результаты экспериментов [7, 8] с волноводами, заполненными соответствующим образом расположенными полистироловыми дисками, свидетельствуют о том, что преобразование волны вида  $TE_{01}$  в волну вида  $TM_{11}$  значительно уменьшается.

После устранения явления вырождения волны вида  $TE_{01}$  в волну вида  $TM_{11}$  потери при преобразовании видов волн могут быть дополнительно уменьшены [187] путем введения плавного изменения кривизны волновода. Длина перехода должна быть достаточно большой по сравнению с длиной волны биений колебаний волны нормального вида  $TE_{01}$  с колебаниями других нормальных видов, в которые может переходить энергия основного вида волн. Поэтому наличие волновода, структура которого препятствует преобразованию волн различных видов друг в друга, является достаточно важным условием. Линейно-искривленные переходы можно легко изготовить посредством изгиба трубы в пределах упругой деформации. При изменении направления на  $30^\circ$  волновода диаметром 5 см и длиной 9 м, с диэлектрическим покрытием полное затухание за счет изгиба на частоте 55 Гц вдвое превышает затухание волны вида  $TE_{01}$  в прямолинейном волноводе такой же длины. Такой плавный изгиб является широкополосным.

С другой стороны, прямой волновод с опорами, расположенными на равных расстояниях друг от друга, может эластично деформироваться под действием собственного веса в змееобразную кривую. Анализ [185] показывает, что наличие змееобразного искривления влияет на передачу волны вида  $TE_{01}$  также незначительно, как

и обычный изгиб с таким же радиусом. Переход волны вида  $TE_{1n}$  возможен и может стать значительным, если расстояние между опорами кратно длине волны биений волн вида  $TE_{01}$  и других видов. В медной трубе диаметром 5 см с толщиной стенок 4,76 мм переход энергии в волну вида  $TE_{12}$  на частоте 55 Гц приводит к ослаблению волны вида  $TE_{01}$  на 90% и увеличению уровня паразитных волн до — 7 дБ. Установка спиральных фильтров, настроенных на паразитные виды волн и расположенных друг от друга на расстоянии 30 м, уменьшает указанное ослабление волны вида  $TE_{01}$  до 3% и снижает уровень паразитных видов волн до — 26 дБ.

#### 22.4.2. Узлы и методы

Небольшое ослабление волн кругового электрического типа делает их пригодными для передачи энергии на большие расстояния [114, 196, 223, 257, 296, 308, 309]. Волноводы могут быть заполнены инертным газом, так что ослабление, обусловленное наличием влаги и кислорода, будет отсутствовать и дождь, конечно, не будет оказывать влияния на такую защищенную передающую среду. Преимущество работы в более высокочастотном участке сверхвысокочастотного диапазона заключается в том, что на этом участке можно расположить большее количество каналов для передачи сигналов. Использование протяженных линий передачи, волновода с большими диаметрами и определенных видов волн ставит задачу разработки совершенно новых методов изготовления таких узлов [101], как избирательные частотные фильтры, гибридные соединители, аттенюаторы и генераторы видов волн.

Для обеспечения перехода от труб малого диаметра к волноводам, где могут распространяться многие виды волн [173], часто требуются плавные переходные устройства. Их необходимо разрабатывать так, чтобы уровень паразитных волн вида  $TE_{0n}$ , которые возбуждаются при таких переходах [151, 292, 299], был бы возможно более низким. Было разработано несколько типов переходов, но для уменьшения их чрезмерно большой длины нужны специальные конструкции [86, 169, 188]. Например, двухсекционный конический переход обладает лучшими характеристиками по сравнению с простым линейным. Углы обеих секций подбираются так, чтобы коэффициенты преобразования волны вида  $TE_{01}$  в волну вида  $TE_{02}$  обеих секций были бы одинаковыми, а длины их подбираются так, чтобы разность фаз между двумя составляющими волны вида  $TE_{02}$  была бы равна  $\pi$ . В результате этого получается взаимная компенсация составляющих, приводящая к исчезновению волны вида  $TE_{02}$  на выходе волновода. Такой метод можно распространить и на произвольное число конических секций [171]. Взаимной компенсации также можно добиться путем использования переходных устройств, состоящих из большего числа секций [172]. Если в случае двух секций диаметр промежуточного волновода сделать равным среднему геометрическому диаметров соединяемых волноводов, а длину его

выбрать равной половине длины волны биений волн видов  $TE_{01}$  и  $TE_{02}$ , то волна вида  $TE_{02}$  на выход волновода проходить не будет.

При обычном использовании круговых электрических волн требуются эффективные переходные устройства от обычных прямоугольных волноводов, в которых распространяются волны вида  $TE_{01}$ , к круглым. Такой переход можно обеспечить [5] путем возбуждения волны вида  $TE_{01}$  в коаксиальной линии, внутренний провод которой конусно расширяют, образуя круглый волновод.

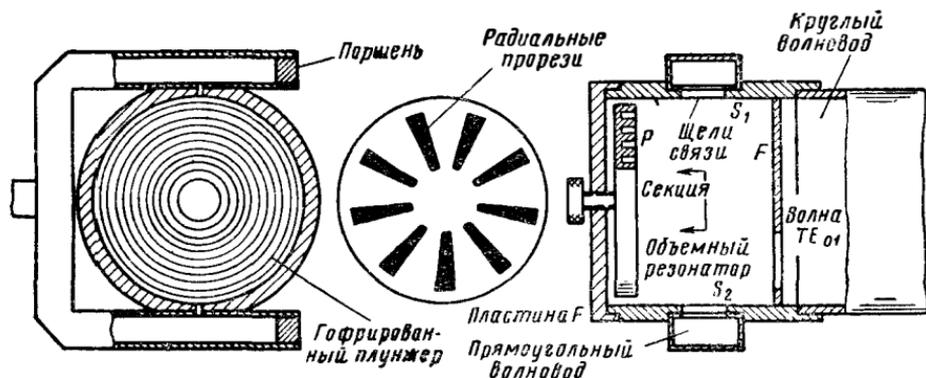


Рис. 22.11. Возбудитель волны вида  $TE_{01}$  в круглом волноводе.

В месте ввода прямоугольного волновода в резонансную камеру возбуждается волна вида  $TE_{01}$ . Камера связана с выходным волноводом посредством пластинки со щелями. (См. [168].)

При постепенном преобразовании прямоугольного волновода сначала в секторную форму, а затем в настоящую трубу круглого сечения обеспечивается хорошая полоса пропускания.

Другой метод основан на использовании четырех прямоугольных волноводов, рассчитанных на пропускание волны вида  $TE_{01}$ , которые изготавливаются путем последовательного двукратного деления первоначального волновода на две части в плоскости  $H$ . Через полученные таким образом четыре волновода осуществляется симметричное питание волновода круглого сечения. Последнее можно выполнить или посредством введения концов питающих волноводов в торцовую стенку круглого волновода, или расположением их радиально по цилиндрической стенке.

На рис. 22.11 показано экспериментальное переходное устройство на частоту 9 Гц [168]. Существенным в данной схеме является наличие резонансной полости между плунжером  $P$ , который гофрирован для устранения паразитного перехода полезной волны в волну вида  $TM_{11}$ , и пластиной с вырезами  $F$ . Данную резонансную полость можно с помощью пластины  $F$  настраивать в резонанс на волну вида  $TE_{01}$ . Диаметр волновода равен 6 см; полость возбуждается посредством последовательно соединенных Т-образных соединений волноводов с резонатором, вырезанных в прямоугольном волноводе.

Благодаря Т-образным соединениям возбуждение волн в щелях  $S_1$  и  $S_2$  происходит в противофазе, в результате чего составляющие электрического поля, наведенные в полости, совпадают с составляющими электрического поля волны  $TE_{01}$ . Резонансная полость связана с главным волноводом такого же диаметра посредством фильтрующей пластины. Радиальные щели последней пропускают поля только такой конфигурации, электрические силовые линии которых перпендикулярны осям щелей. На выходе такого переходного устройства появляются колебания, в которых энергия волн вида  $TE_{01}$  составляет 99%. Впрочем, предельная чистота колебаний определяется в основном механическим совершенством устройства. Некоторые другие разработанные переходные устройства описаны в работах [243, 249, 258].

Возбуждение может осуществляться посредством направленных ответвителей [71, 115, 143, 241], элементы связи в которых могут быть расположены таким образом, чтобы обеспечить, если это требуется, полную передачу энергии. Преобразователь [135] с возбуждением в центре состоит из решетки эллиптических щелей, расположенных вдоль оси круглого волновода, которые связываются с прямоугольным волноводом посредством аксиального магнитного поля. Такая конструкция обеспечивает возбуждение волн только вида  $TE_{0n}$ . В пределах области связи волновод выполнен в виде двух полукруглых частей; эти части далее переходят в полный круглый волновод с помощью плавного разветвления. Типичная величина вносимых потерь равна приблизительно 0,5 дБ в полосе частот 2 ГГц, расположенной симметрично относительно 24 ГГц. Устройство ввода энергии сигнала [98] состоит из прямоугольного волновода, свернутого в кольцо, причем его узкая стенка совпадает с цилиндрической стенкой круглого волновода. В этой стенке через равные интервалы пробиваются отверстия соответствующей формы, ориентация которых чередуется. Узкая внешняя стенка срезается для подсоединения входного волновода, причем одна из его стенок входит в основное волноводное кольцо, образуя окончное короткое замыкание. У экспериментального образца для частоты 35 ГГц потери на центральной частоте равны 1,5 дБ.

Другие конструкции [238, 246, 247] основаны на использовании круговых электрических гибридных соединений и резонансных полостей. Совместное включение большого количества таких устройств ввода сигналов каналов облегчается путем применения полосовых расщепляющих фильтров [220].

Высокочастотные поля в круглых волноводах можно исследовать методом соответствующих проб. Один такой прибор, выполненный в виде вращающегося анализатора и индикатора стоячей волны [43], основан на исследовании магнитного поля в небольшом отверстии на периферии волновода или электрического поля с помощью небольшой антенны. Визуальная индикация электрического поля может быть получена [5, 43] при использовании мощного источника импульсов с помощью контейнера с газом, находящимся под низким

давлением. Если этот контейнер заполнить неонам или гелием и установить в нем давление  $30 \text{ мм рт. ст.}$ , то при наличии электрических колебаний определенного типа в контейнере появляется серия дискретных видимых ионизационных кругов, концентрических с волноводом и расположенных по длине на интервалах, равных половине длины волны колебаний в волноводе. Методы возмущения также дают информацию о составляющих поля.

В состав прибора, применяемого на частоте  $35 \text{ Гц}$  [9], входит вращающийся диполь, который может двигаться по любому радиусу по периферии круглого волновода диаметром  $3,44 \text{ см}$ . Такое устройство позволяет проводить измерение электрического поля по всей поперечной плоскости волновода. Из полученной информации можно обнаружить и опознать колебания всех имеющихся в волноводе видов волн. Энергию, заключенную в колебаниях паразитных видов волн, при условии ее относительной малости, можно определить [97] путем измерения зависимости коэффициента стоячей волны преобразователя от положения короткозамкнутого поршня в круглом волноводе. Зная полученные таким образом составляющие полей при резонансах поглощения, а также их форму и расположение в пространстве, можно обеспечить различение видов волн и подсчитать их энергию.

Для исследования практических характеристик волноводов необходимо произвести измерения затухания, искажения задержки, а также потерь в изгибах, появляющихся при преобразовании видов волн и отражении. Метод с использованием резонансных камер является полезным для оценки таких характеристик. Исследуемый волновод устанавливается в такое положение, при котором он образует боковую сторону резонатора. При коротких секциях линии точность измерения может достигать  $10\%$ . Добротность аппаратуры [82, 195], работающей на частотах  $35$  и  $55 \text{ Гц}$ , может быть определена посредством генератора с качающейся частотой, питающего резонансную камеру при исследовании резонанса. Отклик испытуемой системы наблюдается на экране осциллоскопа, и по появляющейся на экране частотной характеристике можно измерить ширину полосы пропускания. Значение добротности обычно лежит в пределах порядка  $1 \cdot 10^6$ , и если длина резонансных камер равна  $1-2 \text{ м}$ , при различении нужной кривой необходимо быть очень внимательным. Ширину полосы пропускания около резонансной частоты удобно измерять [91] с помощью калиброванного частотного дискриминатора, в котором используется короткозамкнутая волноводная линия задержки.

Характеристики волноводов также можно измерить импульсными методами [12, 13]. Необходимость обеспечения высокой разрешающей способности привела к созданию [14] аппаратуры для генерирования, приема и индикации импульсов длительностью порядка  $5 \text{ нсек}$ . Блок-схема типовой аппаратуры для измерения характеристик волноводов [122] представлена на рис. 22.12, а. Эталонный волновод диаметром  $12,7 \text{ см}$  характеризуется затуханием,

равным  $1,2 \text{ дБ/км}$  на частоте  $9 \text{ Гц}$ . На вход линии подаются импульсы длительностью  $0,1 \text{ мксек}$  с интервалом следования  $300 \text{ мксек}$ . Линия длиной  $150 \text{ м}$  была замкнута накоротко, за исключением слабо связанных концевых вводов и выводов. Осциллограф с линейной разверткой длительностью в несколько микросекунд снабжен схемой переменной задержки, обеспечивающей возможность наблюдения импульсов, принятых через выбранное число периодов следования.

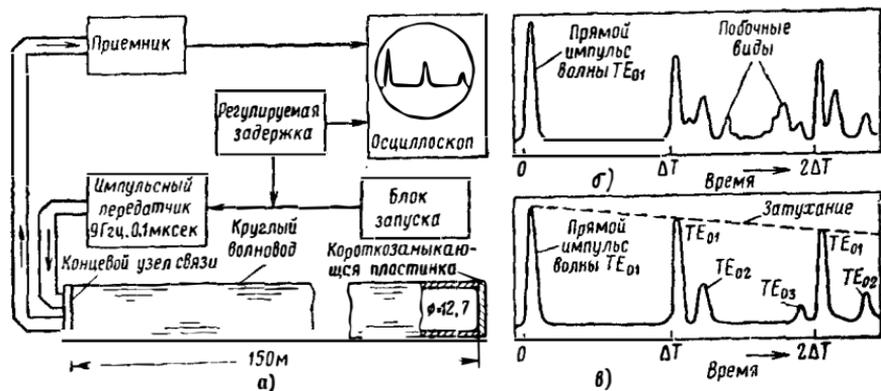


Рис. 22.12. Импульсные измерения колебаний вида  $TE_{01}$  в круглом волноводе:

а — блок-схема измерений; б и в — осциллограммы видов колебаний, снятые без фильтров и с фильтрами;  $\Delta T$  — время распространения волны в волноводе от начала до конца и обратно. (См. [122].)

На рис. 22.12, б представлено изображение на экране осциллографа в интервале времени, следующем непосредственно за импульсом передатчика. Отражения от дальнего конца волновода наблюдаются через интервал  $\Delta T$ , равный времени распространения импульса до конца волновода и обратно. Первый импульс из группы наблюдаемых представляет импульс вида волны, обладающей наибольшей групповой скоростью, а последующие — импульсы видов волн, обладающих меньшими групповыми скоростями. С момента времени  $2\Delta T$  начинает наблюдаться другая серия импульсов и т. д. После того как волна в результате многократных отражений пройдет по волноводу около  $65 \text{ км}$ , остающаяся в линии энергия в основном будет заключена в волне вида  $TE_{01}$ . При этом импульс все еще совпадает по форме с импульсом передатчика, хотя шум становится ясно видимым. Улучшение, достигаемое путем использования фильтров, настроенных на определенные виды волн, можно заметить при рассмотрении рис. 22.12, в.

С помощью такой импульсной аппаратуры было произведено [93] измерение затухания прямых волнопроводов длиной  $30\text{--}60 \text{ м}$  на частоте  $52\text{--}58 \text{ Гц}$ . Затухание волнопроводов диаметром  $1,11$  и  $2,22 \text{ см}$  оказалось равным соответственно  $0,17$  и  $0,017 \text{ дБ/м}$ . Затухание

прямых отрезков медных и алюминиевых волноводов диаметром от 2,28 до 6,8 см, изготовленных в соответствии с заводскими допусками на трубы, оказалось на частоте 35 Гц [5] всего на 30% выше теоретического. Однако на такой частоте для обеспечения малых потерь при преобразованиях видов волн было признано необходимым [81] изготавливать волноводы диаметром 7 см с точностью  $\pm 0,05$  см. Эти и другие эксперименты [31, 158, 182, 294], проведенные на частотах 25 и 90 Гц, явились свидетельством очень хороших характеристик специальных волноводов в отношении затухания и искажений.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Albershein, W. J.: «Propagation of TE<sub>01</sub> Waves in Curved Waveguides», *Bell Syst. tech. J.*, 1949, 28, p. 1.
2. Altman, F., and Dyer, J. H.: «Multiplex Broadcasting», *Elect. Engng*, 1947, 66, p. 372.
3. Andreason, M. G.: «Synthesis of a Bent Waveguide with Continuous Variation of Curvature», *Arch. elekt. Übertragung*, 1958, 12, p. 463.
4. Armstrong, E. H.: «A Method of Reducing Disturbances in Radio Signalling by a System of Frequency Modulations», *Proc. I. R. E.*, 1936, 24, p. 689.
5. Barlow, H. E. M., and Effemey, H. G.: «Propagation Characteristics of Low-loss Tubular Waveguides», *Proc. I. E. E.*, 1957, 104B, p. 254.
6. Barlow, H. E. M.: «Propagation of the Circular H<sub>01</sub> Low-Loss Wave Mode around Bends in Tubular Metal Waveguide», *Proc. I. E. E.*, 1957, 104B, p. 403.
7. Barlow, H. E. M.: «A Method of Changing the Dominant Mode in a Hollow Metal Waveguide and its Application to Bends», *Proc. I. E. E.*, 1959, 106B, Sup. No. 13, p. 100.
8. Barlow, H. E. M., and Rickard, D. C.: «Experiments on Circular H<sub>01</sub> Wave Propagation in a Curved Waveguide filled with an Inhomogeneous Dielectric», *Proc. I. E. E.*, 1959, 106B, Sup. No. 13, p. 106.
9. Barlow, H. E. M., and Wilson, M. G. F.: «The Spinning-Dipole Technique applied to the Measurement of Waveguide Modes», *Proc. I. E. E.*, 1959, 106B, Sup. No. 13, p. 84.
10. Barlow, H. E. M.: «Long-Distance Transmission by Waveguide — An Introductory Survey», *Brit. Commun. Electronics*, 1959, 6, p. 92.
11. Beam, W. R., and Blattner, D. J.: «Phase Angle Distortion in Travelling-Wave Tubes», *RCA Rev.*, 1956, 17, p. 86.
12. Beck, A. C.: «Measurement Techniques for Multimode Waveguides», *Trans. I. R. E.*, 1955, MMT-3, No. 3, p. 35.
13. Beck, A. C.: «Waveguide Investigations with Millimicrosecond Pulses», *Bell Syst. tech. J.*, 1956, 35, p. 35.
14. Beck, A. C., and Manderville, G. D.: «Microwave Travelling-Wave-Tube Millimicrosecond Pulse Generators», *Trans. I. R. E.*, 1955, MTT-3, No. 6, p. 48.
15. Beck, A. C., and Rose, C. F. P.: «Waveguide for Circular Electric Mode Transmission», *Proc. I. E. E.*, 1959, 106B, Sup. No. 13, p. 159.
16. Bennett, W. R.: «Time Division Multiplex Systems», *Bell Syst. tech. J.*, 1941, 20, p. 199.
17. Bennett, W. R., Curtis, H. E., and Rice, S. O.: «Inter-channel Interference in FM and PM Systems under Noise Loading Conditions», *Bell Syst. tech. J.*, 1955, 34, p. 601.
18. Bennett, W. R.: «Spectra of Quantized Signals», *Bell Syst. tech. J.*, 1948, 27, p. 446.

19. Black, H. S., and Edson, I. O.: «PCM Equipment», *Trans. Amer. I. E. E.*, 1947, **66**, p. 1123.
20. Blattner, D. J., and Sterzer, F.: «Fast Microwave Logic Circuits», *Trans. I. R. E.*, 1959, **EC-8**, p. 297.
21. Brangaccio, D. J., Dietrich, A. F., and Sullivan, J. W.: «Broadband Oscilloscope Tube», *Bell Syst. tech. J.*, 1958, **37**, p. 401.
22. Bray, W. J.: «The Travelling-Wave Valve as a Microwave Phase-Modulator and Frequency-Shifter», *Proc. I. E. E.*, 1952, **99**, pt III, p. 15.
23. Burrus, C. A.: «Millimicrosecond Pulses in the Millimetre-Wave Region», *Rev. Sci. Instrum.*, 1957, **28**, p. 1062.
24. Cacheris, J.: «Microwave Single-Sideband Modulator using Ferrites», *Proc. I. R. E.*, 1954, **42**, p. 1242.
25. Cacheris, J. C., and Dropkin, H. A.: «Compact Microwave Single-Sideband Modulator using Ferrites», *Trans. I. R. E.*, 1956, **MTT-4**, p. 152.
26. Campbell, L. L.: «Storage Capacity in Burst-Type Communication Systems», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1661.
27. Cherry, E. C.: «A History of the Theory of Information», *Proc. I. E. E.*, 1951, **98**, pt III, p. 383.
28. Chu, L. J.: «Electromagnetic Waves in Elliptic Hollow Pipes of Metal», *J. appl. Phys.*, 1938, **9**, p. 583.
29. Clavier, A. G., Panter, P. F., and Dite, W.: «Signal-to-Noise-Ratio Improvement in a PCM System», *Proc. I. R. E.*, 1949, **37**, p. 355.
30. Compte, G., Carfort, F., Ponthus, A., and Paris, J.: «Use of Circular Waveguides for the Long-Distance Transmission of Centimetre and Millimetre Waves», *Cables Transm.*, 1957, **11**, p. 342.
31. Compte, G., and Paris, J. M.: «Experimental Study of Circular Waveguides using TE<sub>01</sub>-Mode Propagation at 25,000 Mc/s», *Cables Transm.*, 1954, **8**, No. 4, p. 311.
32. Cooke, D., Jelonek, Z., Oxford, A. J., and Fitch, E.: «Pulse Communication», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt IIIA, p. 83.
33. Corrington, M. S.: «Variation of Bandwidth with Modulation Index in Frequency Modulation», *Proc. I. R. E.*, 1947, **33**, p. 1013.
34. Cotte, M.: «Propagation of a Pulse in a Waveguide», *Onde elect.*, 1954, **34**, p. 143.
35. Craven, J. H.: «The Probability of Specified Losses at Mismatched Junctions», *J. Brit. I. R. E.*, 1958, **18**, p. 293.
36. Cumming, R. C.: «The Serrodyne Frequency Translator», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 175.
37. Cutler, C. C.: «The Regenerative Pulse Generator», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 140.
38. De Lange, O. E.: «The Regeneration of Binary Microwave Pulses», *Trans. I. R. E.*, 1955, **MTT-3**, No. 6, p. 62.
39. Deloraine, E. M., and Labin, E.: «Pulse Time Modulation», *Elect. Commun.*, 1944, **22**, p. 91.
40. Denis, M.: «Study of the Effects of a Long Line on a Frequency-Modulation Signal: Distortion, Compensation and Applications», *Ann. Radioelect.*, 1950, **5**, p. 185.
41. Diemer, G., and Knoll, K. S.: «Frequency Conversion by Phase Variation», *Philips res. Rep.*, 1949, **4**, p. 161.
42. Dixon, N. E.: «Phase Relationships in a Stagger-Tuned Klystron Amplifier», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 12, p. 830.
43. Effe may, H. G.: «A Survey of Methods used to Identify Microwave Fields or Wave Modes in Cylindrical Waveguides», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 75.
44. Elliott, R. S.: «Pulse Waveform Degradation due to Dispersion in Waveguides», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-5**, p. 254.
45. Fagot, J.: «Effects of Linear Distortion on a Band of Frequencies

- Transmitted along a Long Mismatched Line», *Ann. Radioelect.*, 1950, 5, p. 179.
46. Feldman, C. B., and Bennett, W. R.: «Bandwidth and Transmission Performance», *Bell Syst. tech. J.*, 1949, 28, p. 490.
  47. Felsen, L. B., Kahn, W. K., and Levey, L.: «Measurement of Two-Mode Discontinuities in a Multimode Waveguide by a Resonance Technique», *Trans. I. R. E.*, 1959, MTT-7, p. 102.
  48. Fitch, E.: «The Spectrum of Modulated Pulses», *J. I. E. E.*, 1947, 94, pt IIIA, p. 556.
  49. Frankel, S. P.: «A Logic Design for a Microwave Computer», *Trans. I. R. E.*, 1959, EC-8, p. 271.
  50. Gabor, D.: «Theory of Communication», *J. I. E. E.*, 1946, 93, pt III, p. 429.
  51. Gajewski, R.: «Influence of Wall Losses on Pulse Propagation in Waveguides», *J. appl. Phys.*, 1958, 29, p. 22.
  52. Garver, R. V., Spencer, E. G., and LeCraw, R. C.: «High-Speed Microwave Switching of Semiconductors», *J. appl. Phys.*, 1957, 28, p. 1336.
  53. Gent, A. W.: «The Attenuation and Propagation Factor of Spaced-Disc Circular Waveguide», *Proc. I. E. E.*, 1959, 106B, Sup. No. 13, p. 37.
  54. Gindsberg, J.: «A Linear Phase-or Amplitude-Modulator for Microwave Signals», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 3, p. 79.
  55. Goodall, W. M.: «Telephony by Pulse Code Modulation», *Bell Syst. tech. J.*, 1947, 26, p. 395.
  56. Gordon, J. P., and Bowers, K. D.: «Microwave Spin Echoes from Donor Electrons in Silicon», *Phys. Rev. Lett.*, 1958, 1, p. 368.
  57. Goto, E.: «On the Application of Parametrically Excited Nonlinear Resonators», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1955, 38, p. 770.
  58. Goto, E.: «The Parametron, a Digital Computing Element which Utilizes Parametric Oscillation», *Proc. I. R. E.*, 1959, 47, p. 1304.
  59. Goubau, G., and Sharp, C. E.: «Investigations with a Model Surface Wave Transmission Line», *Trans. I. R. E.*, 1957, AP-5, p. 222.
  60. Goubau, G., Sharp, C. E., and Attwood, S. W.: «Investigations of a Surface Wave Line for Long Distance Transmission», *Trans. I. R. E.*, 1955, AP-3, No. 4, p. 263.
  61. Goubau, G.: «Open Wire Lines», *Trans. I. R. E.*, 1956, MTT-4, p. 197.
  62. Gouret, G.: «Random Noise Characteristics of a Pulse-Length-Modulated System of Communication», *J. I. E. E.*, 1947, 94, pt IIIA, p. 551.
  63. Grieg, D. D.: «Multiplex Broadcasting», *Elect. Commun.*, 1946, 23, p. 19.
  64. Grieg, D. D.: «Pulse Count Modulation System», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1947, 6, p. 48.
  65. Hartley, R. L.: «Transmission of Information», *Bell Syst. tech. J.*, 1928, 7, p. 535.
  66. Hilibrand, J., and Beam, W. R.: «Semiconductor Diodes in Parametric Subharmonic Oscillators», *RCA Rev.*, 1959, 20, p. 229.
  67. Hilibrand, J., Mueller, C. W., Stocker, C. F., and Gold, R. D.: «Semiconductor Parametric Diodes in Microwave Computers», *Trans. I. R. E.*, 1959, EC-8, p. 287.
  68. Hosono, T., and Kohno, S.: «The Transmission of TE<sub>01</sub> Waves in Helix Waveguides», *Trans. I. R. E.*, 1959, MTT-7, p. 370.
  69. Hosono, T.: «Surface Resistance of Corrugated Conductors», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 247.
  70. Iguchi, S.: «Mode Conversion in the Transmission of the TE<sub>01</sub> Wave through a Slight Tilt and a Slight Offset of Waveguide», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1957, 40, pp. 870 and 1095.
  71. Jaumann, A.: «Directional Couplers for Generating H<sub>01</sub> Waves in Circular Waveguide», *Arch. elekt. Übertragung*, 1958, 12, p. 440.
  72. Jelonek, Z.: «Noise Problems in Pulse Communication», *J. I. E. E.*, 1947, 94, pt IIIA, p. 533.

73. J o u g u e t, M.: «Effects of Curvature on the Propagation of Electromagnetic Waves in Guides of Circular Cross Section», *Cables Transm.*, 1947, 1, p. 133.
74. J o u g u e t, M.: «Wave Propagation in nearly Circular Waveguides: Transmission-over-Bend Devices for  $H_0$  Waves», *Cables Transm.*, 1948, 2, p. 257.
75. J o u g u e t, M.: «Effects of Amplitude and Phase Distortion on a Signal Carried by a H. F. Wave: Application to Waveguides», *Cables Transm.*, 1958, 12, p. 206.
76. K a r b o w i a k, A. E.: «Propagation of Transients in Waveguides», *Proc. I. E. E.*, 1957, 104C, p. 339.
77. K a r b o w i a k, A. E.: «Microwave Aspects of Waveguides for Long-Distance Transmission», *Proc. I. E. E.*, 1958, 105C, p. 360.
78. K a r b o w i a k, A. A.: «Waveguide as a Long-Distance Communication Medium», *Electronic Engng*, 1959, 31, p. 520.
79. K a r b o w i a k, A. E.: «Distortion of Information in Non-Uniform Multi-Mode Waveguides», *Proc. I. E. E.*, 1959, 106B, Sup. No. 13, p. 9.
80. K a r b o w i a k, A. E.: «Assessment of Waveguide Performance as a Long-Distance Transmission Medium», *Proc. I. E. E.*, 1959, 106B, Sup. No. 13, p. 168.
81. K a r b o w i a k, A. E.: «An Experimental Investigation of Waveguides for Long-Distance Transmission», *Proc. I. E. E.*, 1959, 106B, Sup. No. 13, p. 17.
82. K a r b o w i a k, A. E.: «Testing of Circular Waveguides using a Resonant Cavity Method», *Proc. I. E. E.*, 1959, 106B, Sup. No. 13, p. 66.
- \*83. K a t s e n e l e n b a u m, B. Z.: «Symmetrical Dielectric Junctions in Waveguides with Circular Cross-Section for  $H_{01}$  Waves», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, 1, p. 339.
- \*84. K a t s e n e l e n b a u m, B. Z.: «Curved Waveguides with Constant Cross Section», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, 1, p. 171.
- \*85. K a t s e n e l e n b a u m, B. Z.: «Irregular Waveguides with Slowly Varying Parameters», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1955, 102, p. 711.
- \*86. K a t s e n e l e n b a u m, B. Z.: «Long Symmetrical Waveguide Tapers for  $H_{01}$  Waves», *Radiotekh. Elektron.*, 1957, 2, p. 531.
- \*87. K a t s e n e l e n b a u m, B. Z.: «General Theory of Irregular Waveguides», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1957, 116, p. 203.
- \*88. K a t s e n e l e n b a u m, B. Z.: «The Effect of a Dielectric Film on the Attenuation of the  $H_{01}$  Wave in a Straight Waveguide of Nearly Circular Cross-Section», *Radiotekh. Elektron.*, 1958, 3, p. 28.
- \*89. K a t s e n e l e n b a u m, B. Z.: «The Effect of a Dielectric Film on the Attenuation of the  $H_{01}$  Wave in a Rectilinear Quasicircular Waveguide», *Radiotekh. Elektron.*, 1958, 3, p. 38.
- \*90. K a z a n t s e v, Y. N., and M e r i a k r i, V. V.: «Measurement of Attenuation in Ring Waveguides», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, 4, p. 131.
91. K e i t h - W a l k e r, D. G.: «An Equipment for Measuring the Attenuation of Low-Loss Waveguide Transmission Lines», *Proc. I. E. E.*, 1959, 106B, Sup. No. 13, p. 71.
92. K i n g, A. P., and M a r c a t i l i, E. A.: «Transmission Loss due to Resonance of Loosely Coupled Modes in a Multi-Mode System», *Bell Syst. tech. J.*, 1956, 35, p. 899.
93. K i n g, A. P.: «Observed 5—6 mm Attenuation for the Circular Electric Wave in Small and Medium-Sized Pipes», *Bell Syst. tech. J.*, 1956, 35, p. 1115.
94. K i n g, A. P.: «Dominant-Wave Transmission Characteristics of a Multimode Round Waveguide», *Proc. I. R. E.*, 1952, 40, p. 966.
95. K i r k e, H. L.: «The Application of Pulse Technique to Broadcasting», *B. B. C. Quart.*, 1946, 1, p. 62.
96. K i y a s u, Z., H u s i m i, K., K a t a o k a, K., and Y a m a n a k a, K.: «Parametric Excitation using Barrier Capacitance of Semiconductors», *J. Inst. Elect. Commun. Engrg Japan*, 1957, 40, p. 162.

97. Klinger, A.: «The Measurement of Spurious Modes in Over-Moded Waveguide», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 89.
98. Klinger, Y., and Lewin, L.: «Channel Insertion Feed», *Proc. I. E. E.* 1969, **106B**, Sup. No. 13- p. 138.
99. Klute, W. A.: «Pulse Generation and Shaping at Microwave Frequencies», *Bell Lab. Rec.* 1951, **29**, p. 216
100. Kornfeld, J.: «On the Stability of  $H_{01}$ -Waves in Circular Tubes and the Generation of Higher Modes by Deformation to an Elliptic Cylinder», *Arch. elekt. Übertragung.* 1955, **9**, p. 29.
101. Lanciani, D. A.: « $H_{01}$ -Mode Circular Waveguide Components», *Trans. I. R. E.* 1954, **MTT 2**, No. 2, p. 45.
102. Landon, V. F.: «Theoretical Analysis of Various Systems of Multiplex Transmission», *RCA Rev.* 1948, **9** nn. 287 and 433.
103. Larsen, H.: «Delay Distortion and Equalization in  $H_{01}$  Waveguides for Long-Range Communication», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 188.
104. Lawson, D. I., Lord, A. V., and Kharbanda, S. R.: «A Method of Transmitting Sound on the Vision Carrier of a Television System», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt III, p. 251.
105. Learned, V.: «The Klystron Mixer Applied to Television Relaying», *Proc. I. R. E.*, 1950, **38**, p. 1033.
106. Leary, F.: «Microwave Computer Circuits», *Electronics*, 1959, **32**, November 20th, p. 77.
107. Lechleider, J. W.: «Mode Conversion at the Junction of Helix Waveguide and Copper Pipe», *Bell Syst. tech. J.*, 1959, **38**, p. 1317.
108. Lednegg, E.: «Linear Transmission of Pulses at Centimetre Wavelengths», *Arch. elekt. Übertragung.* 1955, **9**, p. 363.
109. Levy, M. M.: «Some Theoretical and Practical Considerations of Pulse Modulation», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt IIIA, p. 565.
110. Lewin, L.: «Interference in Multi-Channel Circuits», *Wireless Engr.* 1950, **27**, p. 294.
111. Lewin, L., Muller, J. J., and Basard, R.: «Phase Distortion in Feeders: Effect of Mismatching on Long Lines», *Wireless Engr.* 1950, **27**, p. 143.
112. Lewin, L.: «Multiple Reflections in Long Feeders», *Wireless Engr.* 1952, **29**, p. 189.
113. Lewin, L.: «Winding and Joining Helical-Wound Waveguide», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 156.
114. Lewin, L.: «A Long-Distance Waveguide Telecommunication System», *Brit. Commun. Electronics*, 1959, **6**, p. 97.
115. Lewis, D. J.: «Mode Couplers and Multimode Measurement Techniques», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 110.
116. Maguire, T.: «Computers Head for 1000 Mc/s Operation», *Electronics*, 1960, **33**, January 29th, p. 55.
- \*117. Malin, V. V.: «Influence of Thin Dielectric Layers on the Attenuation of Circular Waveguides», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 34.
118. Marcatili, E. A.: «Heat Loss in Grooved Metallic Surface», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1134.
119. Marcuse, D.: «Attenuation of the  $TE_{01}$  Wave within the Curved Helix Waveguide», *Bell Syst. tech. J.*, 1958, **37**, p. 1649.
120. Meagher, R. E.: «History and Introduction.: Microwave Techniques for Computers», *Trans. I. R. E.*, 1959, **EC-8**, p. 263.
121. Meecham, L. A., and Peterson, E.: «An Experimental Multi-Channel P. C. M. System of Toll Quality», *Bell Syst. tech. J.*, 1948, **27**, p. 1.
122. Miller, S. E., and Beck, A. C.: «Low-Loss Waveguide Transmission», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 348.
123. Miller, S. E.: «Waveguide as a Communication Medium», *Bell Syst. tech J.*, 1954, **33**, p. 1209.

124. Miller, S. E.: «Notes on Methods of Transmitting the Circular Electric Wave around Bends», *Proc. I. R. E.*, 1952, **40**, p. 1104.
125. Moore, R. K.: «The Effects of Reflections from Randomly Spaced Discontinuities in Transmission Lines», *Trans. I. R. E.*, 1957, **MTT-5**, p. 121.
126. Morgan, S. P.: «Mode Conversion Losses in Transmission of Circular Electric Waves through Slightly Non-Cylindrical Guides», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 329.
127. Morgan, S. P.: «Theory of Curved Circular Waveguide containing an Inhomogeneous Dielectric», *Bell Syst. tech. J.*, 1957, **36**, p. 1209.
128. Morgan, S. P., and Young, J. A.: «Helix Waveguide», *Bell Syst. tech. J.*, 1956, **35**, p. 1347.
129. Morrison, J. A.: «Heat Loss of Circular Electric Waves in Helix Waveguides», *Trans. I. R. E.*, 1958, **MTT-6**, p. 173.
130. Muroga, S., and Takashima, K.: «The Parametron Digital Computer MUSASINO-1», *Trans. I. R. E.*, 1959, **EC-8**, p. 308.
131. Namiki, M., and Horiuchi, K.: «On the Transient Phenomena in the Waveguide», *J. Phys. Soc. Japan*, 1952, **7**, p. 190.
132. Neumann, J. von: «Nonlinear Capacitance or Inductance Switching Amplifying and Memory Organs», U. S. Patent 2,815,488; December 3rd, 1947.
133. Noda, K., Konose, A., Fujii, T., and Miyauchi, K.: «The Waveguide for Low-Loss Transmission», *Rep. elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1958, **6**, p. 394.
134. O'Hara, F. J., and Scharfman, H.: «A Ferrite Serrrodyne for Microwave Frequency Translation», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 32.
135. Oguchi, B., and Yamaguchi, M.: «Centre-Excited Type of Rectangular  $TE_{01}$  to Circular  $TE_{01}$  Mode Transducer», *Proc. I. R. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 132.
136. Onyshkevych, L. S., Kosonocky, W. F., and Lo, A. W.: «Parametric Phase-Locked Oscillator: Characteristics and Applications to Digital Systems», *Trans. I. R. E.*, 1959, **EC-8**, p. 277.
137. Ortel, W. C. G.: «Nanosecond Logic by Amplitude Modulation at X-Band», *Trans. I. R. E.*, 1959, **EC-8**, p. 265.
138. Ortusi, J.: «The Conditions of Propagation of the  $H_0$  Wave and its Applications», *Ann. Radioelect.*, 1947, **38**, p. 15, and 1949, **4**, p. 95.
139. Oxford, A. J.: «Pulse-Code Modulation Systems», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 859.
140. Page, R. M., Brodzinsky, A., and Zirm, R. R.: «A Microwave Correlator», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 128.
141. Papadopoulos, V.: «The Scattering Effect of a Junction between Two Circular Waveguides», *Quart. J. Mech. appl. Math.*, 1957, **10**, p. 121.
142. Parks, G. H., and Moss, S. H.: «A New Method of Wide-Band Modulation of Pulses», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt IIIA, p. 511.
- \*143. Persikov M. V.: «Directional Coupler for the  $H_{01}$  Wave in a Waveguide with Circular Cross Section», *Radiotekh. Elektron.*, 1957, **2**, No. 1, p. 65.
144. Piefke, G.: «The Transmission Characteristics of a Line Consisting of Axially Stacked Insulated Metal Rings», *Arch. elekt. Ubertragung*, 1957, **11**, pp. 423 and 449.
145. Piefke, G.: «The Influence of Helix Wire Diameter on the Modes in a Helix Waveguide, with Application to a Mode Filter for  $H_{01}$  Mode Transmission», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 110.
146. Poincelot, P.: «Propagation of a Signal in a Waveguide», *Ann. Telecomm.*, 1954, **9**, p. 315.
147. Poincelot, P.: «Time Constant of a Cylindrical Electric Field», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1954, **238**, p. 2394.
- \*148. Pokrovskii, V., Ulinich, F., and Savvinykh, S.:

- «Nonlocal Reflection in Waveguides of Variable Cross-Section», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1959, **24**, p. 304.
149. P o t o k, M. H. N.: «Phase-Shift at Microwave Frequencies», *Electronic Radio Engr*, 1958, **35**, p. 382.
  150. R a c h, R. A.: «An Investigation of Storage Capacity Required for a Meteor-Burst Communications System», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1707.
  151. R e i t e r, G.: «Generalized Telegraphist's Equation for Waveguides of Varying Cross-Section», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 54.
  152. R i c h a r d s, R. K.: «Arithmetic Operations in Digital Computers». (Van Nostrand. New York, 1955).
  153. R i z z i, P. A., and R i c h, D. J.: «A Note on Sidebands produced by Ferrite Modulators», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 556.
  154. R o b i n, L.: «Harmonic Distortion in Waveguides with Sinusoidal Frequency Modulation», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1954, **239**, p. 1279.
  155. R o g e l l, P. S.: «Modulation Conversion in a Waveguide», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 629.
  156. R o s e, C. F. P.: «Research Models of Helix Waveguide», *Bell. Syst. tech. J.*, 1958, **37**, p. 679.
  157. R o u s, R. F.: «Pulse-Time-Modulation Terminals for Music Transmission over Radio Links», *Proc. I. E. E.*, 1956, **103B**, p. 283.
  158. R o w e, H. E., and W a r t e r s, W. D.: «Transmission Deviations in Waveguide due to Mode Conversion.: Theory and Experiment», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No 13, p. 30.
  159. R u b i n o w i c z, A.: «The Propagation of Transient Electromagnetic Signals in Waveguides», *Acta phys. Polonica*, 1954, **13**, p. 115.
  160. S a n c h e z, M., and P o p e r t, F.: «Calculation of the Spectra of Modulated Pulse Trains», *Arch. elekt. Ubertragung*, 1955, **9**, p. 441.
  161. S a n d e r, A.: «The Excitation and Propagation of  $E_{0n}$  Modes in a Circular Waveguide with Coaxial Lines at Input and Output», *Arch. elekt. Ubertragung*, 1956, **10**, p. 77.
  162. S a u t e r, W., and I s a a c s, P. J.: «Microwave Logic Circuits using Diodes», *Trans. I. R. E.*, 1959, **EC-8**, p. 302.
  163. S c h a f f e l d, W., and B a y e r, H.: «Propagation of Electromagnetic Waves in Circular Waveguides with Finite Wall Conductivity at Frequencies Near Cut-Off», *Arch. elekt. Ubertragung*, 1956, **10**, p. 89.
  164. S h a n n o n, C. E.: «A Mathematical Theory of Communication», *Bell Syst. tech. J.*, 1948, **27**, pp. 379, and 623.
  165. S h a n n o n, C. E., and W e a v e r, W.: «The Mathematical Theory of Communication» (University of Illinois Press, 1949).
  166. S i e g m a n, A. E.: «Phase-Distortionless Limiting by a Parametric Method», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 447.
  167. S i e k a n o w i t z, W. W.: «A Developmental Medium-Power Travelling-Wave Tube for Relay Service in the 2000 Mc/s Region», *Proc. I. R. E.*, 1954, **42**, p. 1091.
  168. S i m s, G. D.: «The Influence of Bends and Ellipticity on the Attenuation and Propagation Characteristics of the  $H_{01}$  Circular Waveguide Mode», *Proc. I. E. E.*, 1953, **100**, pt IV, p. 25.
  169. S o l y m a r, L.: «Design of a Conical Taper in Circular Waveguide System Supporting  $H_{01}$  Mode», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 618.
  170. S o l y m a r, L.: «Design of a Two-Section Conical Taper in Circular Waveguide System supporting the  $H_{01}$  Mode», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 119.
  171. S o l y m a r, L.: «Monotonic Multi-Section Tapers for Over-Moded Circular Waveguides», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 121.
  172. S o l y m a r, L.: «Step Transducer between Over-Moded Circular Waveguides», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 129.
  173. S o l y m a r, L.: «Overmoded Waveguides», *Electronic Radio Engr*, 1959, **36**, p. 426.
  174. S t a r r, A. T.: «Radio and Radar Technique» (Pitman, London, 1953).

175. Steele, G. F.: «The Modulation of Travelling -Wave Tubes», *Electronic Engng*, 1957, **29**, p. 429.
176. Sterzer, F.: «Microwave Parametric Subharmonic Oscillators for Digital Computing», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1317.
177. Sterzer, F.: «Random Number Generator using the Parametric Subharmonic Oscillator», *Rev. sci. Instrum.*, 1959, **30**, p. 241.
178. Stone, R. E., «Microwave Multiplexing Circuits», *Electronic Industr.*, 1958, **17**, p. 62.
179. Sturley, K. R.: «Frequency Modulation», *J. I. E. E.*, 1945, **92**, pt 111, p. 197.
180. Sunde, E. D.: «Theoretical Fundamentals of Pulse Transmission» *Bell Syst. tech. J.*, 1954, **33**, p. 721.
181. Takahashi, E.: «The Parametron», *J. Inst. Elect. Commu. Engrs Japan*, 1956, **39**, p. 586.
182. Thue, M., Bendayan, J., and Comte, G.: «Researches on Transmission of TE<sub>01</sub> Waves in Circular Waveguides in the Vicinity of 25 and 35 Gc/s», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 94.
183. Tischer, F. J.: «Properties of the H-Cuide at Microwave and Millimetre-Wave Regions», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 47.
184. Turner, R. J.: «Experimental Equipment for Measuring Group Delay in the Frequency Band 3.8—4.2 Gc/s», *Post Office elect. Engrs. J.*, 1959, **52**, p. 207.
185. Unger, H. G.: «Circular Electric Wave Transmission through Serpentine Bends», *Bell Syst. tech. J.*, 1957, **36**, p. 1279.
186. Unger, H. G.: «Circular Electric Wave Transmission in a Dielectric-Coated Waveguide», *Bell Syst. tech. J.*, 1957, **36**, p. 1253.
187. Unger, H. G.: «Normal Mode Bends for Circular Electric Waves», *Bell Syst. tech. J.*, 1957, **36**, p. 1292.
188. Unger, H. G.: «Circular-Waveguide Taper of Improved Design», *Bell Syst. tech. J.*, 1958, **37**, p. 899.
189. Unger, H. G.: «Helix Waveguide Theory and Application», *Bell Syst. tech. J.*, 1958, **37**, p. 1599.
190. Unger, H. G.: «Helix Waveguide Design», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 151.
191. Unger, H. G.: «Round Waveguide with Double Lining», *Bell Syst. tech. J.*, 1960, **39**, p. 161.
192. Warters, W. D.: «The Effects of Mode Filters on the Transmission Characteristics of Circular Electric Waves in a Circular Waveguide», *Bell Syst. tech. J.*, 1958, **37**, p. 657.
193. Woodward, P. M., and Davies, I. L.: «Information Theory and Inverse Probability in Telecommunication», *Proc. I. E. E.*, 1952, **99**, pt III, p. 37.
194. Yates-Fish, N. L., and Fitch, E.: «Signal/Noise Ratio in Pulse Code Modulation», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102B**, p. 204.
195. Young, J. A.: «Resonant-Cavity Measurements of Circular Electric Waveguide Characteristics», *Proc. I. E. E.*, 1959, **106B**, Sup. No. 13, p. 62.
196. «Pipe Lines for Microwaves», *Elect. Rev.*, 1953, **153**, p. 15.
197. Soohoo, R. F.: «Power Limiting using Ferrites», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, pt 1, p. 36.
198. Andreason, M. G.: «Short Junctions for H<sub>01</sub> Waves», *Acta polytech. Scand.*, 1959, No. 253, El 3, p. 1.
199. Andreason, M. G.: «Smooth Junctions for H<sub>01</sub> Waves with Particular Reference to the Conical Junction», *Acta polytech. Scand.*, 1959, No. 254, El 4, p. 1.
200. Richards, R. K.: «Digital-Computer Components and Circuits» (Van Nostrand, New York, 1957).
201. Sutherland, A. D., and Countiss, D. E.: «Parametric Phase-Distortionless L-Band Limiter», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 938.

- \*202. Katsenelenbaum, B. Z.: «Coupling of Two Waveguides of Similar Cross Sections», *Zh. tekh. Fiz.*, 1954, **24**, p. 1892.
- \*203. Kazantsev, Y. N.: «Calculation of Symmetrical Junctions in Waveguides of Circular Section for Waves of the  $H_{0n}$  Type», *Radiotekh. Elektron.*, 1957, **2**, p. 150.
204. Gajewski, R.: «On Transients in Waveguides», *Bull. Acad. polon. Sci.*, 1955, **3**, p. 29.
205. Rubinowicz, A.: «A Clear Representation of Processes in the Propagation of Discontinuous Signals in Waveguides». *Z. angew. Math. Phys.*, 1956, **7**, p. 316.
206. Unger, H. G.: «A Low-Attenuation Waveguide Free from Phase and Attenuation Distortion», *Arch. elekt. Übertragung*, 1956, **10**, p. 253.
207. Morgenthaler, F. R.: «Velocity Modulation of Electromagnetic Waves», *Trans. I. R. E.*, 1958, **MTT-6**, p. 167.
- \*208. Katsenelenbaum, B. Z.: «Critical Cross-Sections in Irregular Waveguides», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1958, **123**, p. 53.
209. Caprioli, L.: «Attenuation in Circular Waveguides with Absorbing Walls», *Alta Frequenza*, 1958, **27**, p. 510.
210. Gajewski, R.: «On Transient Radiation of a Dipole inside a Waveguide», *Acta phys. Polonica*, 1956, **15**, No. 1, p. 25.
- \*211. Malin, V. V., and Sivov, A. N.: «On the Theory of Propagation of the  $H_{01}$  Wave in a Helix Waveguide», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, **4**, p. 433.
- \*212. Katsenelenbaum, B. Z.: «Attenuation of  $H_{0n}$  Waves in a Helix Waveguide», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, **4**, p. 428.
213. Getsinger, W. J.: «Analysis of Certain Transmission-Line Networks in the Time Domain», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 301.
214. Iiguchi, S.: «Mode Conversion in Excitation of  $TE_{01}$  Wave through  $TE_{01}$ -Mode Transducer», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan.*, 1959, **42**, p. 1213.
215. Kumagai, S., and Kumagai, N.: «An Adjustable Phase Shifter for Circular Electric Modes», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1959, **42**, p. 61.
216. Solomon, A. H., and Sterzer, F.: «Millimicrosecond Microwave Ferrite Modulator», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 98.
217. Uebele, G. S.: «Characteristics of Ferrite Microwave Limiters», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 18.
218. Skomal, E. N., and Medina, M. A.: «A Medium-Power Ferrimagnetic Microwave Limiter», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1000.
219. Frank, F. B., and Wade, G.: «Travelling-Wave Tube Limiters», *Trans. I. R. E.*, 1957, **ED-4**, p. 248.
220. Marcatili, E. A., and Bisbee, D. L.: «Band-Splitting Filter», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, **40**, p. 197.
221. Unger, H. G.: «Noncylindrical Helix Waveguide», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, **40**, p. 233.
222. Unger, H. G.: «Normal Modes and Mode Conversion in Helix Waveguide», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, **40**, p. 255.
223. Hamer, R.: «Long-Distance Waveguide Transmission (Parts I and 2)», *Electronic Engng*, 1961, **33**, pp. 218 and 279.
224. Cotte, M.: «Propagation of a Perturbation in a Waveguide», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1945, **221**, p. 538.
225. Brillouin, L.: «Science and Information Theory» (Academic Press, New York, 1956).
226. Hooper, J.: «A Swept-Frequency Method of locating Faults in Waveguide Aerial Feeders», *Post Office elect. Engrs J.*, 1961, **54**, pt 1, p. 27.
227. Horouchi, K.: «Perturbation of the Field in a Waveguide due to the Wall-Surface Impedance», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1956, **39**, p. 646.
228. Kurokawa, K.: «The Effect of Wall Losses on the Propagation Constant of Waveguides», *J. Inst. Elect Commun. Engrs Japan*, 1956, **39**, p. 794.

229. C o t t e, M.: «Interpretation of the Effect of an Insulating Skin on the Attenuation of the  $H_0$ -Wave in a Guide of Circular Section», *Cables Transm.*, 1954, 8, p. 357.
230. H a y a s h i, Y.: «Transient Solutions for the Electromagnetic Field in a Rectangular, Circular or Coaxial-Circular Waveguide», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1955, 38, p. 97.
231. S h i m i z u, Y.: «Transmission of the Circular  $TE_{01}$  Wave in Curved Circular Wave-guides», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1958, 41, p. 29.
232. O g u c h i, B., and K a t o, M.: «The Effects of Circular  $TE_{1m}$  Waves on the Propagation of the Circular  $TE_{01}$  Wave in Curved Waveguides», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1958, 41, p. 35.
233. K u m a g a i, S., and K u m a g a i, N.: «Reflections and Mode Conversions of Circular Electric Waves at Step Discontinuities in the Cylindrical Waveguide», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1958 41, p. 556.
234. H a f n e r, T.: «Microwaves by Wire», *Elect. Engng*, 1959, 78, p. 220.
235. H o r i u c h i, K.: «Waveform Distortion of Electromagnetic Waves Transmitted through Waveguides», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1956, 39, p. 105.
236. R u t z, E. M., and D y e, J. E.: «Frequency Translation by Phase Modulation», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, 1, pt 2, p. 201.
237. F o l d e s, P., and G o t h a r d, N.: «Synthesis of Low-Reflection Waveguide Joint Systems», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 169.
238. M a r c a t i l i, E. A. J.: «A Channel-Dropping Filter in the Millimetre Region using Circular Electric Modes», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 176.
239. H e i z m a n, C. L.: «Microwave Bistable Circuits using Varactor Diodes», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 829.
240. K u m a g a i, S., K u m a g a i, N., and O h b a, H.: «Mode Conversion Losses in Transmission of  $TE_{01}$  Modes through Conically Tapered Waveguides», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1957, 40, p. 1203.
241. O g u c h i, B.: «Circular-Electric-Mode Directional Coupler», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MTT-8**, p. 660.
242. B a r l o w, H. E. M.: «Nonreflecting Waveguide Tapers», *Proc. I. E. E.*, 1960, 107B, p. 515.
243. E a g l e s f i e l d, C. C., K l i n g e r, Y., and S o l y m a r, L., «A New  $H_{10}$  -to- $H_{20}$  Mode Transducer», *Proc. I. E. E.*, 1960, 107B, p. 512.
244. C o h n, G. I.: «Electromagnetic Transients in Waveguides», *Proc. Nat. Electronics Conf*, 1952, 8, p. 284.
245. A b e y t a, I., B o r g i n i, F., and C r o s b y, D. R.: «A Computer Subsystem using Kilomegacycle Subharmonic Oscillators», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 128.
246. M a r c a t i l i, E. A.: «Mode Conversion Filters», *Bell Syst. tech. J.* 1961, 40, p. 149.
247. M a r c a t i l i, E. A.: «A Circular-Electric Hybrid Junction and some Channel-Dropping Filters», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, 40, p. 185.
248. F r a n c i a, G. T. di: «Transport of Angular Momentum in a Waveguide», *Alta Frequenza*, 1960, 29, p. 148.
249. N o d a, K.: «Mode Exciters in Circular Waveguides», *Rev. elect. Commun. Lab. (Japan)*, 1960, 8, p. 465.
250. N o d a, K.: «Circular-Electric-Wave Transmission through Hybrid-Mode Waveguide», *Rev. elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1960, 8, p. 426.
251. L a r s e n, H.: «The Transmission Characteristics of  $H_{01}$  Waveguide with Statistically Distributed Irregularities», *Frequenz*, 1960, 14, p. 135.
252. O l s o n, F. A., and W a d e, G.: «A Cavity-Type Parametric Circuit as a Phase-Distortionless Limiter», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 153.
253. O l s o n, F. A., W a n g, C. P., and W a d e, G.: «Parametric De-

- vices tested for Phase-Distortionless Limiting», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 587.
254. Buchholz, H.: «The  $H_{0n}$ -Wave in a Circular Waveguide which contains Ribbon-Shaped Rings with Perfect Conductivity spaced Equally Apart and Arranged Coaxially», *Arch. Elektrotech.*, 1960, **45**, p. 249.
  255. Jouguet, M.: «Effects of a Discontinuity of Radius of a Circular-Section Waveguide on the Propagation of a  $TE_{01}$  Wave», *Cables Transm.*, 1960, **14**, p. 270.
  256. Gillitzer, E., and Herz, R.: «Circular Waveguide for Broad-Band Radio Relay System», *Frequenz*, 1960, **14**, p. 347.
  257. Karbowiak, A. E., and Solyman, L.: «Characteristics of Waveguides for Long-Distance Transmission», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1961, **65D**, p. 75.
  258. Iguchi, S.: «Mode Conversion in Excitation of  $TE_{01}$  Wave through  $TE_{01}$  Mode Transducer», *J. Inst. Elect-Commun. Engrs Japan* 1959, **42**, p. 1213, and *Rev. elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1960, **8**, p. 324.
  259. Namiki, M.: «General Treatment of Transient Phenomena in Waveguides», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1955, **38**, p. 161.
  260. Epprecht, G. W.: «A Waveguide Communication System», *Tech. Mitt. PTT*, 1957, **35**, p. 59.
  261. Brown, J. S.: «Waveguides for U. H. F. Television», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1953, **12**, p. 82.
  262. Yoshida, S.: «Shield Surface-Wave Transmission Line», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1952, **35**, p. 457.
  263. Kullinski, S.: «The Rise-Time and Overshoot of Transients in Waveguides», *Arch. elektrotech. (Warsaw)*, 1958, **7**, p. 669.
  264. Kvaerna, Y.: «A Multihole Directional Coupler for Combining Two Microwave Bands», *Elektrotek. Tid.*, 1960, **73**, p. 33.
  265. Severin, H.: «Sommerfeld and Harms—Goubau Waveguides in the Centimetre and Millimetre Wave Range», *Arch. elekt. Ubertragung*, 1960, **14**, p. 155.
  266. Pulfer, J. K., and Whitford, B. G.: «A Simple Method of Generating Nanosecond Pulses at X-Band», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 968.
  267. Dietrich, A. F.: «8-and 11-Gc/s Nanosecond Carrier Pulses produced by Harmonic Generation», *Proc. I. R. E.*, 1961 **49**, p. 972.
  268. Rutz, E. M.: «A Stripline Frequency Translator», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 158.
  269. James, D. A.: «Multiple-Transit Amplification by Travelling-Wave Tube», *Electronic Technol.*, 1961, **38**, p. 108.
  270. Unger, H. G.: «Mode Conversion in Metallic and Helix Waveguide», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, **40**, p. 613.
  271. Unger, H. G.: «Winding Tolerances in Helix Waveguide», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, **40**, p. 627.
  272. Noda, K.: «Reflections and Mode Conversions in Imperfect Junctions of  $TE_{01}$ -Wave Transmission Line», *Rev. elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1960, **8**, p. 549.
  273. Karbowiak, A. E.: «Theory of Imperfect Waveguides: the Effect of Wall Impedance», *Proc. I. R. E.*, 1955, **102B**, p. 698.
  274. Halverson, H.: «Testing Microwave Transmission Lines using the Sampling Oscilloscope», *Electronics*, 1961, **34**, June 30th, p. 86.
  275. Buchholz, H.: «The Heating Process in Circular Dielectric Disks in the High-Frequency Field of  $H_{0n}$ -Mode Waveguides», *Arch. Electro-tech. (Berlin)*, 1960, **45**, p. 447.
  276. Ishii, K., Tsui, J. B. Y., and Horgan, J. D.: «Two-Wire Millimetre-Wave Surface Transmission», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1076.
  277. Noda, K., and Yamaguchi, K.: «Dielectric-Coated Waveguide Construction Characteristics», *Rev. elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1960, **8**, p. 309.

278. Schnetzler, K.: «The Excitation of Higher Modes by the Fundamental at an Offset Junction of Two Circular Waveguides», *Arch. elekt. Übertragung*, 1960, 14, p. 421.
279. Gillitzer, E., and Herz, R.: «Circular Waveguide for Wide-Band Radio-Link Systems», *Frequenz*, 1960, 14, p. 347.
280. Schnetzler, K.: «The Excitation of Higher Modes at Waveguide Junctions», *Arch. elekt. Übertragung*, 1960, 14, p. 425.
281. Couch, R. W., Rashid, A. F., and Spence, R.: «A Potential Microwave Computer Element», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 1338.
282. Middleton, D.: «Introduction to Statistical Communication Theory» (McGraw-Hill, New York, 1960).
283. Foldes, P., and Thomson, T. B.: «A Waveguide Quadruplexer System», *Trans. I. R. E.*, 1961, MTT-9, p. 297.
284. Kelleit, J. D.: «Some Recent Findings in Microwave Storage», *Trans. I. R. E.*, 1961, MTT-9, p. 306.
285. Saunders, R. W.: «Communication Efficiency Comparison of several Communication Systems», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 575.
286. Oliver, B. M., Pierce, J. R., and Shannon, C. E.: «The Philosophy of P. C. M.», *Proc. I. R. E.*, 1948, 36, p. 1324.
287. Jouguet, M.: «The Effect of Guide Irregularities on the Transmission of TE<sub>01</sub> Waves», *Cables Transm.*, 1961, 15, p. 3.
288. Parisi, F.: «Measurement of Resonance Coefficients of the Order of a Million in the Microwave Field», *Alta Frequenza*, 1961, 30, p. 14.
289. Beatty, R. W., Engen, G. F., and Anson, W. J.: «Measurement of Reflections and Losses of Waveguide Joints and Connectors using Microwave Reflectometer Techniques», *Trans. I. R. E.*, 1960, I-9, p. 219.
290. Chaffee, J. G.: «The Application of Negative Feedback to Frequency Modulation Systems», *Bell Syst. tech. J.*, 1939, 18, p. 404.
291. Helsey, R. J., and Swaffield, J.: «Analysis — Synthesis Telephony, with Special Reference to the Vocoder», *J. I. E. E.*, 1948, 95, pt III, p. 391.
292. Tang, C. C. H.: «Optimization of Waveguide Tapers capable of Multimode Propagation», *Trans. I. R. E.*, 1961, MTT-9, p. 442.
293. Cufflin, M. H.: «Thin Metal Films in Millimetric-Wave Measurements», *Electronic Engng*, 1961, 33, p. 808.
294. King, A. P., and Mandeville, G. D.: «The Observed 33 to 90 mKc/s Attenuation of Two-Inch Improved Waveguides», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, 40, p. 1323.
295. Miyauchi, K.: «Interference Waves in Waveguide Transmission and Intermodulation Noise in F. M. System for waveguide Communication», *Rev. elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1961, 9, p. 361.
296. Carassa, F.: «Long-Distance Communications by means of Waveguide», *Alta Frequenza*, 1961, 30, p. 407.
297. Morgenstern, G.: «The Propagation of the H<sub>01</sub> Mode in Bent Circular Waveguide», *Nachr. Tech. Z.*, 1961, 14, p. 300.
298. Eckhardt, W., and Sterzer, F.: «Microwave-Carrier Modulation — Demodulation Amplifiers and Logic Circuits», *Proc. I. R. E.*, 1962, 50, p. 148.
- \*299. Savvirykh, S. K.: «On the Theory of Tapered Circular Waveguides», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, 4, p. 972.
300. Kornfeld, J.: «Practical Experience with Single-Wire Transmission Line (Goubau Line) for the Distribution of Programs to Television Subscribers», *Radioschau*, 1961, 11, p. 168.
301. Unger, H. G.: «Random Imperfections in Waveguide», *Arch. elekt. Übertragung*, 1961, 15, p. 393.
302. Piefke, G.: «Reflection and Transmission with an H<sub>0n</sub> Wave Impinging on a Conical Junction between Two Waveguides», *Arch. elekt. Übertragung*, 1961, 15, p. 444.

303. L a r s e n, H., and J a n s s e n, W.: «Measurements on Dielectric-Loaded  $H_{01}$  Waveguide», *Frequenz*, 1961, **15**, p. 332.
304. U n g e r, H. G.: «Lined Waveguide», *Bell Syst. tech. J.*, 1962, **41**, p. 745.
305. J a n s s e n, W.: «Determination of the Mode Conversion in Circular Waveguide with Irregular Dielectric Coating», *Arch. elekt. Übertragung*, 1961, **15**, p. 525.
306. C l a v i n, A.: «A Microwave Ferrite Single-Sideband Modulator», *Trans. I. R. E.*, 1962, **MTT-10**, p. 98.
307. M a c k e y, R. C.: «Some Characteristics of Microwave Balanced Modulators», *Trans. I. R. E.*, 1962, **MTT-10**, p. 114.
308. K a r b o u i a k, A. E.: «System Aspects of Long-Distance Communication by Waveguide», *Proc. I. E. E.*, 1962, **109B**, p. 336.
309. M i l l e r, S. E.: «Millimetre Waves in Communication», *Proc. Symp. Millimetre Waves* (Polytechnic Institute, Brooklyn, 1959).
310. R o w e, H. E., and W a r t e r s, W. D.: «Transmission in Multimode Waveguide with Random Imperfections», *Bell Syst. tech. J.*, 1962, **41**, p. 1031.
311. S c h e l k u n o f f, S. A.: «Conversion of Maxwell's Equations into Generalized Telegraphist's Equation», *Bell Syst. tech. J.*, 1955, **34**, p. 995.
312. V a g a n o v, R. B., and M e r i a k r i, V. V.: «Suppression of Resonance Phenomena in Multimode Waveguides», *Radio Engng Electronic Phys.*, 1961, No. 8, p. 1139.
313. I i g u c h i, S.: «Mode Conversion in the Excitation of  $TE_{01}$  Waves in a  $TE_{01}$  Taper-Type Mode Transducer», *Rev. elect. commun. Lab. Tokyo*, 1961, **9**, p. 725.

\* \* \*

83. К а ц е н е л е н б а у м Б. З. Симметричные диэлектрические соединения в волноводах круглого сечения для волн вида  $H_{01}$ . «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, стр. 339.
84. К а ц е н е л е н б а у м Б. З. Изогнутые волноводы с постоянным поперечным сечением. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, стр. 171.
85. К а ц е н е л е н б а у м Б. З. Нерегулярные волноводы с медленно меняющимися параметрами. ДАН СССР, 1955, т. 102, стр. 711.
86. К а ц е н е л е н б а у м Б. З. Длинные симметричные волноводные конусы для волны вида  $H_{01}$ . «Радиотехника и электроника», 1957, т. 2, стр. 531.
87. К а ц е н е л е н б а у м Б. З. Общая теория нерегулярных волноводов. ДАН СССР, 1957, т. 116, стр. 203.
88. К а ц е н е л е н б а у м Б. З. Влияние диэлектрической пленки на затухание волны вида  $H_{01}$  в прямом волноводе круглого сечения. «Радиотехника и электроника», 1958, т. 3, стр. 28.
89. К а ц е н е л е н б а у м Б. З. Влияние диэлектрической пленки на затухание волны вида  $H_{01}$  в прямом квазикруглом волноводе. «Радиотехника и электроника», 1958, т. 3, стр. 38.
90. К а з а н ц е в Я. Н., М е р и а к р и В. В. Измерение затухания в круглых волноводах. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4 стр. 131.
117. М а л и н В. В. Влияние тонких диэлектрических слоев на затухание в круглых волноводах. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1 стр. 34.
143. П е р с и к о в М. В. Направленный ответвитель для волны вида  $H_{01}$  в волноводе круглого сечения. «Радиотехника и электроника», 1957, т. 2, вып. 1, стр. 65.
148. П о к р о в с к и й В., У л и н и ч Ф., С а в и н и ч С. Нелокальное отражение в волноводах переменного сечения. ДАН СССР, 1959, т. 24, стр. 304.

202. Каценеленбаум Б. З. Связь двух волноводов одинакового сечения. ЖТФ, 1954, т. 24, стр. 1892.
203. Казанцев Я. Н. Расчет симметричных соединений в круглых волноводах для волны вида  $H_{01}$ . «Радиотехника и электроника», 1957, т. 2, стр. 150.
208. Каценеленбаум Б. З. Критические сечения в нерегулярных волноводах. ДАН СССР, 1958, т. 123, стр. 53.
211. Малин В. В., Сивов А. Н. О теории распространения волны вида  $H_{01}$  в спиральном волноводе. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, стр. 443.
212. Каценеленбаум Б. З. Затухание волн вида  $H_{01}$  в спиральном волноводе. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, стр. 428.
299. Савирих С. К. О теории конических круглых волноводов. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, стр. 972.
-

## ГЛАВА 23

# РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

## 23.1. РАСПРОСТРАНЕНИЕ ВДОЛЬ ЗЕМЛИ

### 23.1.1. Область интерференции

Распространение радиоволн явилось предметом многочисленных исследований [43, 44, 46, 158, 272] вследствие важности этого вопроса для связи и радиолокации. При условии, что распространяется лишь одна волна, мощность, излучаемая передающей антенной, рассеивается обычно за счет дифракции в относительно большом телесном угле, в результате чего на приемную антенну попадает лишь небольшая часть мощности. Это приводит к понятию [226, 229] потерь при передаче, которые определяются выражением [51]

$$L_P = \frac{P_T}{P_R} = \left( \frac{4\pi D}{\pi} \right)^2 (g_{PR} g_{PT})^{-1}, \quad (23.1)$$

где  $D$  — расстояние между антеннами.

Уравнение (23.1) можно записать в другом виде [109]

$$L_P = \frac{P_T}{P_R} \frac{(\lambda D)^2}{A_{eR} A_{eT}}. \quad (23.2)$$

Выражение для потерь при передаче между изотропными антеннами в свободном пространстве в децибелах имеет вид

$$L_L = 20 \log(4\pi Df/c). \quad (23.3)$$

Если  $f$  выражено в гигагерцах, а  $D$  — в километрах, то уравнение (23.3) можно записать

$$L_L = 96,58 + 20 \log \frac{D}{1,6} + 20 \log f. \quad (23.4)$$

Это соотношение графически представлено на рис. 23.1; потери для других антенн можно получить путем вычитания из  $L_L$  логарифмических коэффициентов усиления. Можно считать, что мощ-

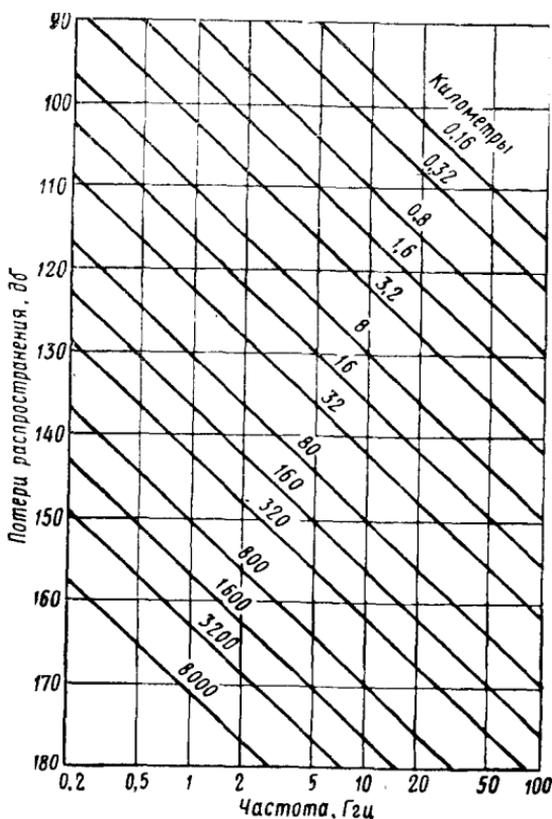


Рис. 23.1. Потери при передаче в свободном пространстве.

Предполагается, что приемная и передающая антенны изотропны.

ность, излучаемая антенной, создает электрическое поле, напряженность которого равна

$$E_1 = (30 P_T g_{PT})^{1/2} / D. \quad (23.5)$$

Поверхность Земли, которая предполагается плоской, влияет [46] на распространение обычно таким образом, что напряженность поля принимаемого сигнала уменьшается по сравнению с ее величиной в свободном пространстве. Как показано на рис. 23.2, а, напряженность поля в точке  $P$  является результатом сложения прямой и отраженной волн; можно считать, что последняя создается

противофазным зеркальным изображением передающей антенны относительно Земли. В этом случае электрическое поле равно

$$E = E_1 (1 + \rho e^{i\varphi}), \quad (23.6)$$

где  $\varphi$  есть разность фаз прямой и отраженной волн, которая определяется выражением

$$\varphi = 4\pi h_1 h_2 / \lambda D. \quad (23.7)$$

На сверхвысоких частотах поверхность Земли ведет себя как частично проводящий диэлектрик. Для горизонтально поляризован-

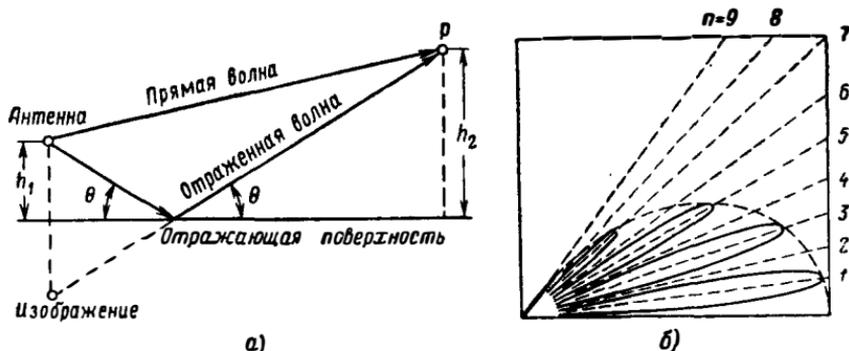


Рис. 23.2. Диаграмма направленности антенны над проводящей поверхностью.

Излучение предполагается горизонтально поляризованным. При вертикальной поляризации условия при всех углах падения, кроме скользких, являются более сложными.

ных волн и для направлений падения, не сильно отличающихся от касательного, значение  $\rho$  близко к  $-1$ . Если поляризация вертикальна, то  $\rho$  зависит [230] от угла падения и наблюдается явление угла Брюстера; для скользкого падения, как и прежде,  $\rho$  близко к  $-1$ .

Уравнение (23.6) в таком случае принимает вид

$$\frac{E}{E_1} = 2 \sin \frac{\varphi}{2} = 2 \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda D}. \quad (23.8)$$

Влияние отраженной волны проявляется так, что основная диаграмма направленности излучающей антенны распадается на ряд лепестков с перемежающимися нулями, как показано на рис. 23.2, б. Так как разность путей прямой и отраженной волн равна

$$2h_1 \sin \theta = n\lambda/2, \quad (23.9)$$

то для всех нечетных целых значений  $n$  будут существовать максимумы, а для всех четных значений — минимумы. Соответствующие

щие им значения углов можно определить из уравнения (23.9), которое для малых значений  $\theta$  сводится к

$$\theta = 14,3 \pi \lambda / h_1 \text{ град.} \quad (23.10)$$

График на рис. 23.2, б построен для  $h_1/\lambda = 2,4$ , причем максимум каждого лепестка в два раза превосходит поле, которое существовало бы в отсутствие отражающей Земли. Если при приеме ограничиваются нижней частью первого лепестка, то потери при передаче будут равны

$$L_P = \frac{P_R}{P_T} = \left( \frac{h_1 h_2}{D^2} \right)^2 g_{PT} g_{PR}. \quad (23.11)$$

Для этого случая в работе [51] приведены номограммы.

На поверхности Земли обычно имеются неровности, которые приводят к снижению коэффициента отражения [245]. Зеркальное отражение имеет место [16] в том случае, когда высота нерегулярностей такова, что  $2h\theta < \frac{1}{4}\lambda$ , где  $\theta$  — угол между направлением распространения и поверхностью Земли. Если взять  $\lambda = 0,03$  м и  $\theta = 0,01$  рад, то зеркальное отражение будет иметь место при высоте нерегулярностей вплоть до 0,3 м; это было подтверждено экспериментально [108]. Строго говоря, зеркальное отражение на сверхвысоких частотах наблюдается только от поверхности воды при падении почти по касательной, кроме случаев исключительно гладкой поверхности, когда зеркальное отражение происходит при любых углах падения. Проведены измерения влияния неровностей на коэффициент отражения для суши [99, 266, 281, 283, 324] и поверхности моря [30, 159].

### 23.1.2. Область дифракции

Сферическая форма Земли определяет так называемый радиогоризонт, который приблизительно равен

$$D = 4,2 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (23.12)$$

где  $D$  выражено в километрах, а высоты антенн  $h_1$  и  $h_2$  — в метрах.

Благодаря дифракции распространение радиоволн становится возможным и за пределы прямой видимости; произведен [53, 85, 168, 274] расчет напряженности поля с учетом гладкой сферической Земли. Обнаружено, что потери при передаче определенным образом зависят от высот антенн и возрастают с увеличением частоты и дальности. В глубине области дифракции коэффициент ослабления в децибелах на метр как для вертикальной, так и для горизонтальной поляризации, равен

$$\alpha = 26 \lambda^{-1/3} r_{E_e}^{-2/3}. \quad (23.13)$$

На практике поверхность Земли может иметь широкие и высокие нерегулярности, которые также вызывают эффекты дифракции. Дифракция плоских волн на большом препятствии ввиду затенения приводит к потерям, которые можно вычислить [192, 260] с помощью зон Френеля. Поверхностью Френеля с номером  $n$  считается такая поверхность на препятствии, для которой путь луча от передатчика к приемнику, с отражением от Земли превышает путь прямого луча на  $n\lambda/2$ . При падении под малыми углами потери за перпендикулярным экраном или ребром [7] составляют  $6 \text{ дБ}$  и они уменьшаются

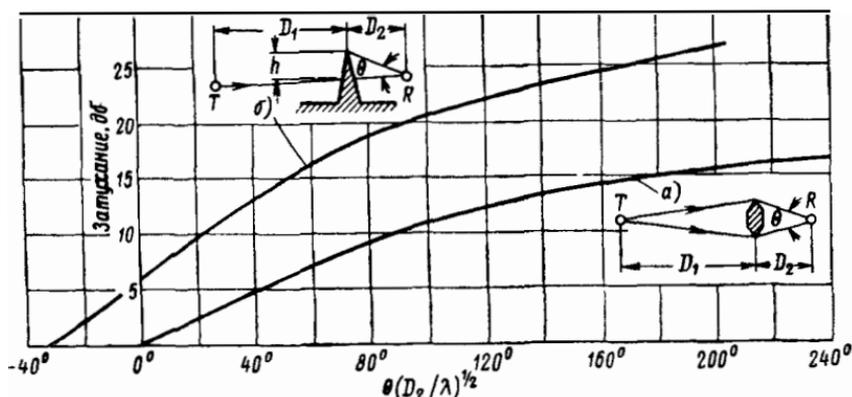


Рис. 23.3. Ослабление, обусловленное непрозрачными препятствиями. Кривые определяют потери по отношению к случаю свободного пространства вследствие дифракции Френеля: а—узкая вертикальная преграда; б—прямой экран или ребро. (См. [202].)

по мере того, как клиранс, т. е. расстояние от линии прямой видимости до вершины препятствия, увеличивается. Обычно желательно, чтобы направление распространения соответствовало клирансу, лежащему на первой поверхности Френеля; высота его определяется выражением [46]

$$h = \left( \frac{\lambda}{1/D_1 + 1/D_2} \right)^{1/2}. \quad (23.14)$$

Например, если  $\lambda = 0,01 \text{ м}$ ,  $D_1 = 10^4 \text{ м}$  и  $D_2 = 4 \cdot 10^4 \text{ м}$ , то  $h$  равно 28 м.

Эксперименты по распространению радиоволн [86, 169, 224, 292] показывают, что при небольших углах дифракции ножевидное ребро является хорошей аппроксимацией даже для умеренно округленных холмов. При больших углах, соответствующих точкам в области глубокой тени или точкам, лежащим высоко в освещенной зоне, необходимо использовать другие модели, которые учитывают кривизну холмов. Эксперименты [134] по телеграфной связи подтверждают, что область вблизи точки отражения может считаться плоской для поверхности с площадью порядка половины первой зоны Френеля. Полученные на этой основе выражения для

удаленной области дифракции позади параболических [247] и круглых [223] цилиндров хорошо согласуются с результатами наблюдений [80].

График ослабления, вызываемого узким вертикальным препятствием, вычисленный Мегау [202], приведен на рис. 23.3, а; если  $L_L$  выражено в децибелах и  $\theta$  в градусах, то ослабление подчиняется соотношению

$$L_L = 0,021 \theta (D_2/\lambda)^{1/2} + 12 \quad (23.15)$$

для значений  $\theta(D_2/\lambda)^{1/2} > 260^\circ$ . Соответствующее ослабление для перпендикулярного экрана или ребра приводится на рис. 23.3, б; отрицательные абсциссы обозначают, что край ребра лежит ниже направления прямой видимости. Кривые применимы лишь к тем случаям, когда  $D_2 \ll D_1$ ; в противном случае ослабление увеличивается, но не более чем на 3 дб. Когда  $\theta(D_2/\lambda)^{1/2} > 200^\circ$ , то ослабление в децибелах равно

$$L_L = 0,035 \theta (D_2/\lambda)^{1/2} + 20. \quad (23.16)$$

### 23.1.3. Поверхностное рассеяние

Неровные поверхности [16] земных и родных массивов Земли рассеивают электромагнитную энергию, падающую на них, как показано на рис. 23.4, а. Рассеяние происходит во всех направлениях, в результате чего возникает потеря передаваемой энергии в на-

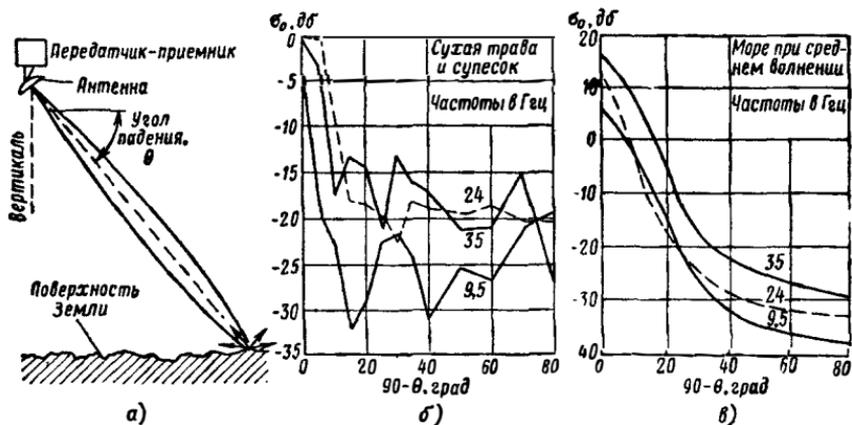


Рис. 23.4. Рассеяние при отражении от земной поверхности и воды: а — геометрия траектории; б — рассеяние при отражении от земной поверхности; в — рассеяние морской поверхностью. (См. [118].)

правлении распространения. Рассеяние в этом направлении распространения обычно бывает когерентным и амплитудные векторы частично складываются синфазно. Энергия, возвращающаяся обратно направлению падающего луча и именуемая обратным рассеянием,

обычно бывает некогерентной, и поэтому складывать можно лишь энергии. Свойства шероховатых поверхностей обычно описываются безразмерной величиной  $\sigma_0$ , поперечным рассеивающим сечением на единицу поверхности.

Рассеяние от поверхности Земли измерялось [286, 346, 349, 369] на частотах от 0,4 до 35 Гц как для вертикальной, так и для горизонтальной поляризации. Результаты, полученные Грантом и Япли [118] для типичных поверхностей Земли и среднего состояния морской поверхности, показаны соответственно на рис. 23.4, б и в. Видно, что рассеяние от Земли не сильно изменяется с углом падения, а также что при нормальном падении на поверхность моря наблюдается существенно зеркальное отражение; его можно трактовать как когерентный сигнал от зеркального изображения источника.

Другие наблюдения [110] рассеяния морской поверхностью показывают: а) существует критическое значение  $\theta$ , уменьшающееся при увеличении частоты, ниже которого  $\sigma_0$  быстро снижается; б) имеется, по крайней мере, в области более низких частот, ярко выраженная поляризационная зависимость  $\sigma_0$ , которая, в свою очередь, зависит от степени волнения моря; в) частотная зависимость  $\sigma_0$  изменяется от  $f^4$  для спокойного моря почти до  $f^0$  для бурного моря; г) иногда рассеяние оказывается сконцентрированным вблизи вершук волн.

Для объяснения экспериментальных результатов разработано [261, 345, 351] несколько теорий. Рассеяние изучают с помощью моделей поверхности [275], которые могут быть идеально проводящими [262], с периодическими неровностями [188], или которые имеют, например, полусферические выступы [25]. Теоретические параметры связываются затем с непосредственно наблюдаемыми свойствами поверхности Земли. В другом методе рассеивающие свойства анализируются [2, 304] для идеализированных моделей поверхностей. Для случая отражения от Земли найдены [237] точные решения для слегка неровных поверхностей, таких как шоссе, и для травяных покрытий, которые состоят из тонких проводящих цилиндров с потерями.

Рассеяние морской поверхностью было интерпретировано оптической аналогией [68] и с помощью статистического анализа [82], учитывающего автокорреляцию нерегулярностей поверхности, которые дают хорошее соответствие с формой экспериментальных кривых для больших углов склонения. Катцин [155, 156] показал, что экспериментальная кривая зависимости рассеянной мощности от дальности согласуется с явлениями интерференции, вызываемыми отражением от поверхности воды. Позднее была разработана теория, в которой предполагается, что рассеяние вызывается небольшими отдельными участками или гранями поверхности, накладываемыми на основную поверхность больших волн или зыби. На эти грани падают прямые и отраженные от поверхности волны и при малых углах падения между этими волнами возникает вредная интерференция. Воздействие такой интерференции зависит от

радиочастоты и высоты морских волн, и оно определяет критический угол, поляризационную зависимость, сложную частотную зависимость и выбросы при малых углах падения. В случае малых углов падения также обнаружено, что наибольшее обратное рассеяние дают те грани, размеры которых сравнимы с длиной волны, а частотная зависимость  $\sigma_0$  определяется распределением размеров таких граней. Изменение  $\sigma_0$  при больших углах в зависимости от угла падения определяется распределением углов падения для таких граней.

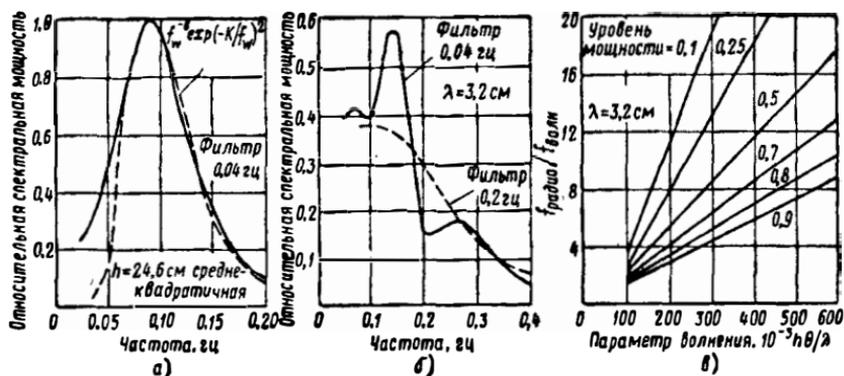


Рис. 23.5. Отражение неровной поверхностью моря:

а — типичный спектр морских волн; б — типичный радиоспектр; в — влияние волнения моря на соотношение спектров радио-и морских волн. (См. [21])

Сигнал, рассеиваемый поверхностью моря, слегка изменяется по частоте из-за эффекта Доплера, определяемого движением морских волн [384]. Аналитическая форма записи спектра волн дается выражением [22]

$$A^2(f) = f_w^{-6} \exp[-2(g/2\pi f_w v_w)^2] = f_w^{-6} \exp(-K/f_w^2), \quad (23.17)$$

где  $A^2(f)$  — энергетический спектр;  $f_w$  — частота волн, а  $v_w$  — скорость ветра. Максимум  $A^2(f)$  приходится на частоту  $(K/3)^{1/2}$ . Функция, определяемая уравнением (23.17), показана пунктирной линией на рис. 23.5, а. Сплошная линия относится к типичному спектру волн на воде; на практике максимум получается на частотах порядка 0,065—0,12 гц при ширине полосы по уровню половинной мощности порядка 0,03—0,17 гц. Вторичные выбросы обычно наблюдаются из-за локальных особенностей ветра. Разработана [22] векторная модель рассеяния морской поверхности, в которой радиосигнал представляется в виде векторной суммы прямого сигнала  $D$ , который предполагается постоянным по величине и по фазе, и отраженного от воды сигнала, который состоит из когерентной части  $C$  и некогерентного слагаемого  $I$ . Последнее разлагается на два равных независимых ортогональных гауссовских вектора, ориентированных параллельно и перпендикулярно  $C$ . Величины  $C$

и  $I$  связаны с геометрией волн и условиями на море через параметр волнения  $h\theta/\lambda$ , где  $h$  — стандартное отклонение для водной поверхности.

Радиочастотный спектр рассеяния морской поверхностью измерялся Бэрдом и Кацем [21] при длине волн 3,2 см. Передающая антенна с шириной луча  $8^\circ$  освещала около 20 зон Френеля, причем приемник находился на расстоянии 3 км. Типичные результаты показаны на рис. 23.5, б; характерным является то, что радиочастотные спектры оказались шире спектров морских волн и в некоторых случаях по уровню половинной мощности простирались до 1 гц. Наблюдаемые меньшие выбросы, очевидно, обязаны своим происхождением гармоникам основной частоты спектра морских волн. На рис. 23.5, в приведен график зависимости отношения  $f_{\text{радио}}/f_{\text{волн}}$  от параметра волнения, где  $f_{\text{радио}}$  представляет частоту, при которой уровень мощности падает до определенного значения, а  $f_{\text{волн}}$  — частоту, при которой в спектре волн находится максимальный пик. Такие кривые дают возможность определить приближенную форму радиочастотного спектра, если известны геометрия волны, длина электромагнитной волны, эффективная высота волн и частота, соответствующая максимуму в спектре морских волн. Были проведены [317] измерения амплитудных и частотных спектров рассеянных поверхностью моря радиоволн на частотах вплоть до 50 Гц; при этом указывалось на когерентность обратного рассеяния [273].

## 23.2. АТМОСФЕРНЫЕ ЯВЛЕНИЯ

### 23.2.1. Рефракция

Коэффициент рефракции или, так как относительная магнитная проницаемость близка к единице, диэлектрическая проницаемость земной атмосферы является функцией плотности воздуха и содержания водяных паров и, хотя ее величина почти равна единице [19, 92], она оказывает значительное влияние на скорость распространения [66, 148, 271]. Такие рефракционные эффекты видоизменяют [167, 386] распространение радиоволн. Данные о распределении диэлектрической проницаемости [126] атмосферы обычно собирают с помощью самолетных рефрактометров [72]. Разработано несколько типов таких приборов в [28, 186, 256, 263, 293, 376], которые обычно состоят из двух генераторов СВЧ, частоты которых стабилизированы с помощью герметизированного эталонного объемного резонатора, имеющего температурную компенсацию [65]; возможно также применение конструкции с открытыми выводами [295]. Изменения диэлектрической проницаемости записываются на бумажную ленту. С помощью таких рефрактометров были проведены [26, 27, 29, 55, 69, 70, 71, 72, 127, 320, 340, 365] многочисленные измерения диэлектрической проницаемости атмосферы на различных высотах.

Плотность воздуха зависит не только от высоты, но и от температуры. В нормальной хорошо перемешанной атмосфере температура уменьшается на  $1,67^\circ/100 \text{ м}$ ; это изменение обычно сопоставляют с действительной температурой и получают так называемую потенциальную температуру, график которой представлен на рис. 23.6, а. Для нормальной атмосферы изменение потенциальной температуры с высотой равно нулю; этому случаю соответствует вертикальная пунктирная линия. Количество водяных паров, присутствующих в воздухе, характеризуется удельной влажностью, которая равна отношению веса водяных паров к весу воздуха. В нормальной ненасыщенной атмосфере удельная влажность не зависит от высоты, чему и соответствует вертикальная пунктирная линия рис. 23.6, б. При стандартных условиях рефракции, когда плотность воздуха с высотой уменьшается,  $\epsilon$  падает равномерно и волны распространяются не по прямой линии, а по кривой, как показано на рис. 23.6, в. Общий эффект рефракции будет таким, как если бы радиоволны распространялись по прямой линии над «Землей», имеющей эффективный радиус

$$r_{E_e} = r_E \left( 1 + \frac{1}{2} r_E \frac{d\epsilon}{dh} \right)^{-1} \quad \left( \text{в среднем } r_{E_e} = 4/3r_E \right). \quad (23.18)$$

Распределение диэлектрической проницаемости в атмосфере обладает тонкой структурой, и возникающие изменения траектории распространения приводят к изменениям сигнала. При этом луч подвергается [221, 294, 314] серии беспорядочных фазовых задержек, так как он сначала проходит более плотные, а затем менее плотные слои атмосферы. Флюктуации фазы  $\Delta\varphi$  для однолучевого распространения на расстоянии  $D$  определяются выражением

$$\overline{\Delta\varphi^2} \approx \pi^2 (DD_i/\lambda^2) \overline{\Delta\epsilon^2}, \quad (23.19)$$

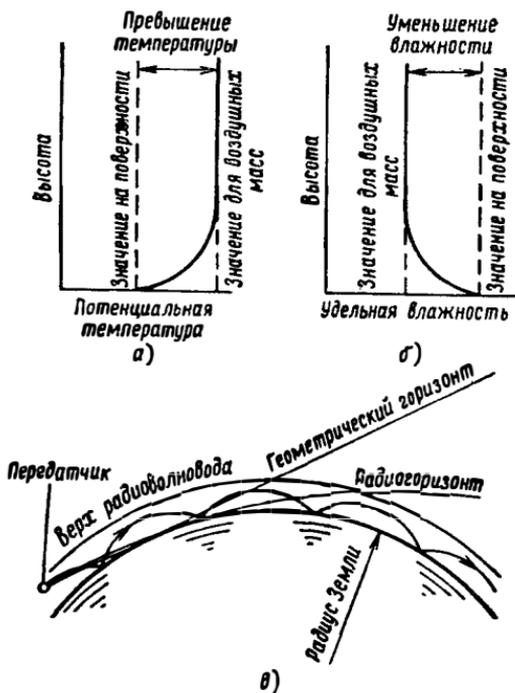


Рис. 23.6. Распространение радиоволны в атмосфере Земли:

а — распределение температуры; б — распределение влажности; в — рефракция радиоволн в стандартных и нестандартных условиях. (См. [33].)

где  $\overline{\Delta \epsilon^2}$  — средний квадрат отклонения диэлектрической проницаемости от единицы, а  $D_t$  — протяженность области турбулентности. Беря типичные значения  $D = 6\ 000\ м$ ,  $D_t = 60\ м$ ,  $\lambda = 0,3\ м$  и  $\overline{\Delta \epsilon^2} = 10^{-12}$ , находим, что среднеквадратичное значение  $\Delta \varphi$  составляет около  $3,5\ мрад$ . Фазовые изменения, связанные с синусоидальностью траектории, являются эффектами второго порядка относительно  $\Delta \epsilon$  и поэтому ими можно пренебречь. Некоторые измерения [73, 265] углов прихода на оптических траекториях показали, что отдельные составляющие распространяющихся волн приходят под углами, отличающимися от ожидаемого направления до  $0,75^\circ$ ; в этих условиях может заметно уменьшиться коэффициент усиления узконаправленных антенн. Параллельные траектории в атмосфере [131, 132, 315] обладают фазовой корреляцией, которая зависит от расстояния между ними и линейного масштаба.

Ввиду наличия градиента диэлектрической проницаемости в направлении, перпендикулярном траектории луча, возникают «мерцания» [93] или беспорядочные изменения угла прихода. Для антенны с ограниченной апертурой фаза суммарного сигнала является средней величиной для всех лучей, которые попадают в апертуру, в связи с чем флюктуации сглаживаются [334]. Пространственные флюктуации диэлектрической проницаемости приводят также к обратному рассеянию [95, 111] радиоволн, что часто наблюдается как эффект отражения от атмосферы [13, 17, 75, 108, 111, 149].

Так как траектория радиоволн в земной атмосфере редко представляет собой прямую линию, то изменение условий вызывает большие изменения уровня сигнала во времени, называемые федингами. При нормальном градиенте показателя преломления фединги обязаны своим происхождением эффектам многолучевого распространения [205, 232], которые вызываются как интерференцией между прямой и отраженной от поверхности волнами, так и интерференцией между двумя или большим числом отдельных лучей в атмосфере. Проводились [74, 128, 170, 171, 172, 355] наблюдения федингов над земной поверхностью, включая траектории с чередующимися скатами [309]. В результате измерений коэффициента усиления в зависимости от высоты, выполненных на частоте  $9,5\ Гц$  [324] над неровной и холмистой почвой, установлено явление изменения расположения нулей антенной диаграммы. Аналогичные результаты были получены [83] на частотах  $0,52, 1$  и  $3,3\ Гц$  при наблюдениях над пустынной местностью на расстоянии до  $88\ км$ .

По-видимому, фединги бывают особенно сильными над такими поверхностями, как ровные долины или вода, коэффициент отражения которых близок к единице. В этих случаях в зависимости от атмосферных условий прямой и отраженные лучи будут иногда складываться, а иногда компенсировать друг друга. Фединги можно уменьшить, располагая две антенны на разных высотах. Наблюдения [31] на оптической траектории при частотах  $3,27$  и  $9,2\ Гц$  показали, что глубина замираний достигает  $-35\ дБ$ . Подобные результаты были получены [160, 162] и на частотах  $9,5$  и  $35\ Гц$ ; длительность

замираний колебалась от 15 до 120 мин. Измерения длительности и скорости замираний [121], проведенные на частотах 1,76 и 4,7 Гц, были подвергнуты статистическому анализу. Проводились наблюдения распространения радиоволн над морем для оценки углов прихода [282, 284, 286] и загоризонтных траекторий [225, 233, 336].

При определенных метеорологических условиях температура и удельная влажность атмосферы изменяются с высотой, как показано на рис. 23,6, а и б сплошными линиями. Диэлектрическая проницаемость на небольших высотах возрастает, так что траектории радиоволн имеют тенденцию отклоняться от поверхности Земли, затем на высотах, где существует нормальная рефракция, они могут повернуть к Земле и, достигнув ее поверхности, снова от нее отразиться. Как показал Букер [33], волны при этом попадают в атмосферный канал или волновод, что изображено на рис. 23,6, в. Это явление можно описать, пользуясь последовательностью характеристических волн вида ТЕ или ТМ [130, 195], причем с ростом индекса видов колебаний ширина траектории увеличивается. За горизонтом дифрагированное поле принимает вид частично волноводной волны; ширина траектории волн первого вида изменяется от 90 м на 300 Мгц до 9 м на 3 Гц. Скорость убывания диэлектрической проницаемости по ширине траектории волн первого вида определяет в первую очередь утечку из верхушки волновода и, следовательно, качество такой волноводной системы.

Влияние такого радиоволновода на распространение радиоволн изучалось [5, 6] с учетом климатологических данных. Так как локальные изменения атмосферы могут оказывать на распространение радиоволн существенное влияние, то понятие модифицированного радиуса Земли почти бесполезно и для различных типов поверхностей, частот и времен распространения приходится обращаться к статистическим данным. Показано [193, 194], что испарение над морем приводит к образованию вблизи поверхности слоя, имеющего очень высокое содержание водяных паров, которое быстро уменьшается с высотой; это создает полупостоянный волновод высотой до нескольких десятков метров, наличие которого весьма существенно на частотах свыше 2 Гц. Проведены эксперименты при различных условиях сверхрефракции [32, 60, 61, 67, 100, 145, 157, 166, 201, 211, 214, 336, 354, 364, 388].

### 23.2.2. Потери при распространении

Интенсивность пучка электромагнитного излучения, проходящего через атмосферу Земли, уменьшается не только вследствие рассеяния энергии из пучка, но также благодаря поглощению [240], когда часть энергии преобразуется в тепло. Эти процессы ведут к экспоненциальному уменьшению интенсивности поля с расстоянием, которое может быть выражено с помощью коэффициента затухания. Ван-Флек [306, 307] теоретически показал, что кислород поглощает благодаря взаимодействию с магнитным дипольным мо-

ментом, а неконденсированные пары воды — с электрическим дипольным моментом.

Типичные результаты для атмосферы с содержанием водяных паров  $10 \text{ г/м}^3$  приведены на рис. 23.7, где видно наличие пиков поглощения кислородом на 60 и 120 Гц и парами воды на 22,5 и 187 Гц,

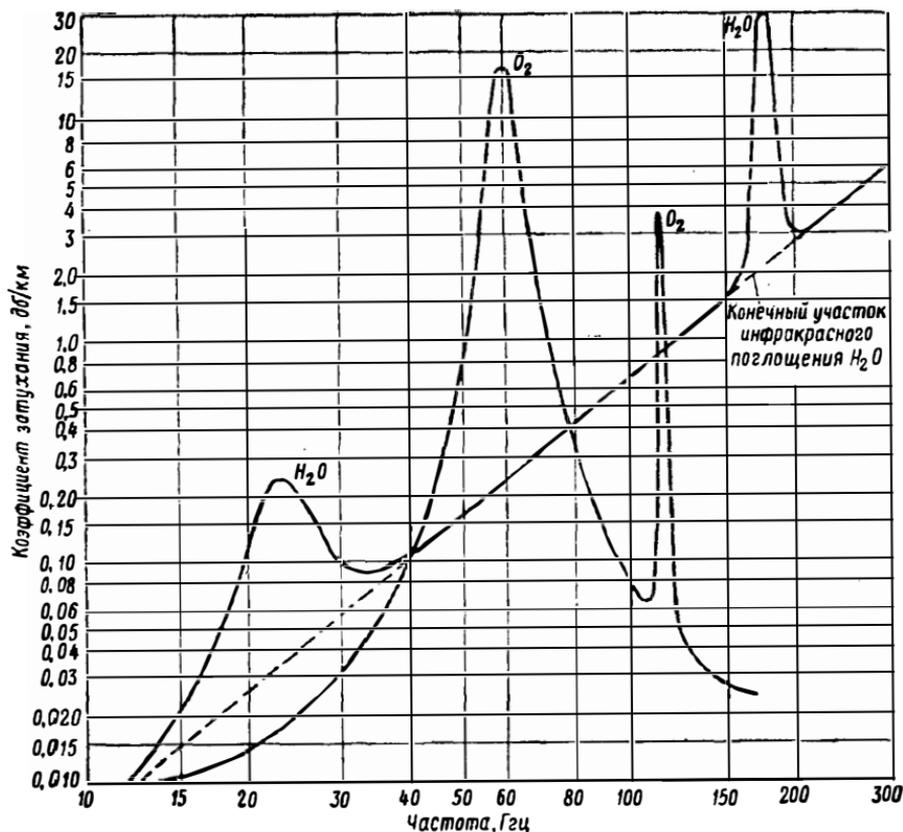


Рис. 23.7. Затухание в атмосфере на сверхвысоких частотах.

Содержание водяных паров предполагается  $10 \text{ г/м}^3$ . Кривые являются расчетными с экспериментальными поправками на содержание водяных паров. (См. [306, 307, 23])

причем последний максимум накладывается на конечный участок интенсивного поглощения инфракрасных лучей. Других областей прозрачности не наблюдается вплоть до частоты 20 Гц (длина волны 0,015 мм). Затухание за счет поглощения водяными парами можно вычислить, если оценить долю в общем затухании отдельно одиночной линии поглощения на частоте 22,5 Гц и всех остальных ротационных линий поглощения на частотах выше 150 Гц. Экспериментальные результаты Бэлера и Аулера [23], которые подтверждаются работами Дайсинга и Каплана [290], находятся в хорошем соответствии с теорией, учитывающей отдель-

ные линии поглощения, но они указывают на то, что суммарное затухание, обязанное своим происхождением линиям поглощения на высоких частотах, примерно в четыре раза превышает теоретически вычисленные значения; эти результаты показаны на графике. Были проведены и представлены в форме графиков [267] и другие вычисления затухания в атмосфере [165, 342, 348]. Значения затухания в длинноволновой области диапазона СВЧ при различном содержании водяных паров, полученные Сакстоном и Гопкинсом [257], приведены в табл. 23.1.

Таблица 23.1

Затухание в атмосфере (дБ/км)

Частота, Гц	Затухание, дБ/км					
	Полярная область		Умеренная область		Тропико-экваториальная область	
	типичное (0 °С, 4 г/м <sup>3</sup> )	максимальное (5 °С, 7 г/м <sup>3</sup> )	типичное (15 °С, 10 г/м <sup>3</sup> )	максимальное (20 °С, 17 г/м <sup>3</sup> )	типичное (25 °С, 18 г/м <sup>3</sup> )	максимальное (30 °С, 31 г/м <sup>3</sup> )
3,00	0,007	0,007	0,007	0,007	0,007	0,008
9,50	0,01	0,01	0,015	0,02	0,02	0,03
13,35	0,015	0,02	0,025	0,035	0,04	0,06
25	0,09	0,15	0,2	0,35	0,4	0,6

Поглощение частицами конденсированных паров, как показал Рид [254, 255], является функцией диаметра капель, частоты и комплексной диэлектрической проницаемости. В тумане и мелкокапельных облаках, когда диаметр частиц менее 0,2 мм, затухание при данных температуре и частоте пропорционально общей массе влаги на единицу объема воздуха. Затухание радиоволн в некотором приближении можно связать с пределом видимости в тумане, как показано [257] в табл. 23.2 для температуры 0°С. Для получения затухания в тумане при тех же пределах видимости, но для температур 15° и 25—30°С, надо приведенные величины умножить соответственно на 0,6 и 0,4.

Так как диаметры капель изменяются от 0,1 до 0,6 мм, то для затухания невозможно вывести простое соотношение. Однако обнаружено, что коэффициент потерь  $\alpha$  (дБ/км) и интенсивность выпадения осадков  $P$  (мм/час) связаны в диапазоне СВЧ приближенным соотношением

$$\alpha = kP, \quad (23.20)$$

где  $k$  постоянная, зависящая от частоты и температуры. Типичные значения затухания в полярной, умеренной и тропико-экваториальных областях приведены [257] в табл. 23.3.

## Затухание в тумане при 0 °С

Частота, Гц	Затухание (дБ/км) для различных пределов видимости					
	30 м	60 м	90 м	150 м	225 м	300 м
3,0	0,02	0,008	0,004	0,002	0,001	0,001
9,5	0,2	0,08	0,04	0,02	0,01	0,007
13,35	0,4	0,15	0,08	0,04	0,02	0,015
25	1,2	0,45	0,25	0,12	0,07	0,045

Значения  $P$  в умеренной области изменяются от 1 мм/час для слабого дождя до 16 мм/час для проливного дождя. Осадки с интенсивностью выпадения 5 мм/час в течение 1 час, вероятно, можно наблюдать более десяти раз в год, а осадки с интенсивностью 50 мм/час в течение 5 мин за год встречаются лишь один раз; интенсивность выпадения осадков 25 мм/час редко встречается на площади с диаметром более 7 км.

В тропических областях  $P$  изменяется от 5 мм/час (в большинстве случаев) до 100 мм/час (примерно один раз в год). Рассмотрение несферических частиц показывает, что в большинстве практических случаев затухание, вводимое частичками льда в атмосфере в виде града, сухого снега или облаков из ледяных кристалликов, гораздо меньше затухания, вводимого дождем при такой же интенсивности выпадения осадков по массе. Ослабление, производимое градом с диаметром 3 мм, на частотах 3 и 30 Гц составляет 0,1 от ослаб-

Таблица 23.3

## Затухание при дожде (дБ/км)

Область	Частота, Гц	Интенсивность выпадения осадков, мм/час						
		0,5	1,0	2,5	5,0	12,5	25,0	50,0
Полярная 0 °С	3,0	0,0004	0,007	0,0015	0,003	0,007	0,015	0,03
	9,5	0,005	0,01	0,025	0,06	0,15	0,35	0,8
	13,3	0,015	0,03	0,08	0,18	0,5	1,0	2,2
	25,0	0,05	0,09	0,25	0,55	1,5	3,1	6,5
Умеренная 15 °С	3,0	0,0002	0,0004	0,001	0,002	0,004	0,008	0,02
	9,5	0,004	0,01	0,03	0,07	0,23	0,55	1,3
	13,3	0,015	0,03	0,09	0,25	0,65	1,4	2,9
	25,0	0,04	0,1	0,3	0,65	1,8	3,7	7,5
Тропико- экватори- альная 25—30 °С	3,0	0,0001	0,0003	0,0007	0,0013	0,003	0,006	0,01
	9,5	0,003	0,009	0,03	0,08	0,22	0,55	1,2
	13,3	0,015	0,03	0,07	0,2	0,6	1,3	2,7
	25,0	0,04	0,1	0,25	0,6	1,7	3,6	7,4

ления дождем при такой же интенсивности выпадения осадков. Измерения [10, 24, 177, 178] поглощения линией кислорода на 60 Гц в значительной степени подтвердили теоретические расчеты. Проведены измерения общего влияния атмосферного затухания на распространение радиоволн в области сантиметровых [251] и, более

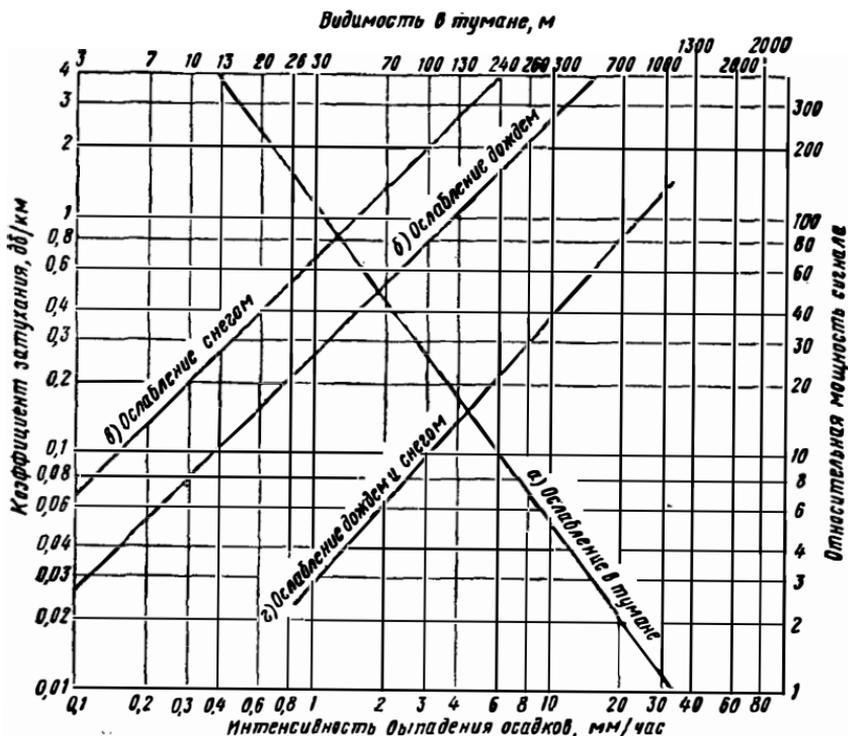


Рис. 23.8. Влияние дождя, снега и тумана на распространение радиоволн. Частота 35 Гц. Кривые: а — при 20° С; б — при 10° С и в — при 18° С расчетные, а — экспериментальная. (См. [253, 254].)

подробно, в области миллиметровых [70, 78, 176, 222, 240, 297, 317, 385] волн. Расчетное значение затухания для тумана согласуется с результатами, полученными Робинсоном [253] на частоте 35 Гц, которые приведены на рис. 23.8, а; затухание, вызванное дождем, показано на рис. 23.8, б, а для мокрого снега — на рис. 23.8, в. Влияние дождя изучалось также и на других частотах [4, 54, 231, 252].

### 23.2.3. Рассеяние осадками

Энергия радиоволн, рассеянная частицами осадков, переносится во всех направлениях [146, 174]. Прямая составляющая рассеянной энергии может вызвать [316] флюктуации и искривле-

ние распространяющегося луча, а обратная составляющая, возвращающаяся к передатчику, приводит к появлению обратного рассеяния. При работе радиолокатора непрерывного излучения с общей антенной для передачи и приема в пространстве, целиком заполненном дождем, отраженные сигналы приходят со всех расстояний одновременно; наибольшие сигналы отражаются дождем, выпадающим в ближней части релейской дальности, где излучаемое поле является интенсивным, а дальность — мала.

В импульсных системах принимается энергия, рассеиваемая частицами, которые распределены на расстоянии, эквивалентном половине длительности импульса. Общая отражающая поверхность равна [254, 255]

$$\sigma_i = 1,48 \cdot 10^5 t_p R^2 \theta_b^2 N \sigma \eta_1 \eta_2, \quad (23.21)$$

где  $\theta_b$  — ширина диаграммы антенны по половине мощности;  $\sigma$  — поперечная площадь рассеивания одной частицы;  $\eta_1$  — часть энергии волнового фронта, падающая на предполагаемую однородной площадью дождя, и  $\eta_2$  — поправочный коэффициент, учитывающий затухание в самом дожде. Если учесть распределение размеров капель, которые зависят от интенсивности выпадения осадков  $P$ , то получим значения  $10^2 \cdot N \sigma$ , приведенные в табл. 23.4. Например, если  $t_p = 10^{-6}$  сек,  $\eta_1 = \eta_2 = 1$ ,  $\theta_b = 35$  мрад ( $2^\circ$ ),  $R = 5 \cdot 10^4$  м, то при  $P = 7$  мм/час и для частоты 3 Гц уравнение (23.21) дает значение  $\sigma_i = 4,5$  м<sup>2</sup>.

Т а б л и ц а 23.4

Значение  $N \sigma \cdot 10^2$  для дождя на разных частотах

$P$ , мм/час	Значение $N \sigma \cdot 10^2$		
	30 Гц	10 Гц	3 Гц
2,5	3,2	0,027	0,00027
12,5	23,2	0,346	0,0026
25	51,1	1,15	0,0071
100	239	11,8	0,049

Обратное рассеяние дождем измерялось с помощью импульсных радиолокаторов [12, 40, 122, 199, 200, 288] при разнообразных метеорологических условиях; ряд относительных значений интенсивности отраженного сигнала, полученных Робинсоном [253] на частоте 35 Гц, приведен на рис. 23. 8, г. Обнаружено, что сигналы, отраженные от падающего снега [180, 198], примерно равны сигналам, отраженным дождем с такой же интенсивностью выпадения. Эксперименты [143] на частотах 3,3, 9,4 и 24 Гц при интенсивности выпадения осадков 10 мм/час дали результаты, отличающиеся не более чем на 2 дБ от значений, вычисленных по уравнению (23.21); при измерениях, выполненных высотомером, оснащенным индикатором, показывающим зависимость высоты от времени [208, 209],

были обнаружены интенсивные отраженные сигналы, соответствующие области немного ниже уровня замерзания капель. Это явление «блестящего слоя», т. е. наличие пояса с повышенной интенсивностью отражения, было изучено количественно [15, 56, 144] и также показано [45, 328], что оно вызывается эффектами перекрестной поляризации.

Оказывается, что этот слой обязан своим происхождением водяным каплям, которые образуются из медленно падающих тающих снежинок и поэтому имеющих большую концентрацию, нежели капли в более низких слоях. Эффекты отражения осадками находят практическое применение в методах [243, 288, 327, 329, 330] исследования физики облаков и для определения местоположения и сопровождения дождевых облаков. Например, резкие завихрения и центры грозových образований обычно связаны [217, 375] с областями резкого изменения интенсивности выпадения осадков, и эти области дают сильные отраженные сигналы. При поиске таких образований сигнал должен проходить через пространство, в котором выпадает дождь, так что затухание в этом пространстве не должно быть очень большим. Частоты, используемые для радиолокационной метеорологии, лежат в диапазоне СВЧ, но предпочтение отдается частоте 5,5 Гц, хотя в отдельных случаях [370, 378] могут быть использованы миллиметровые волны.

### 23.3. РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН ПРИ РАССЕЯНИИ

#### 23.3.1. Тропосферное рассеяние

Тропосфера простирается над земной поверхностью до высоты 12 км. Было обнаружено, что в ее верхней части может существовать специальный механизм распространения. Например, сильное поле наблюдалось [88, 203, 280] в точках далеко за горизонтом, расстояние до которых гораздо больше расстояния, ожидаемого на основе обычной теории для нормальной атмосферы. Было предположено [238], что такое рассеяние вперед возможно связано с пространственными флуктуациями диэлектрической проницаемости соответствующих размеров и интенсивности, и действительно, в лабораторных экспериментах на частоте 25 Гц наблюдалось [241] рассеяние от движения воздуха, вызванного термической турбулентностью. Геометрия лучей распространения при тропосферном рассеянии показана на рис. 23.9,а, где видно, что существует объем воздушного пространства, который является общим для приемного и передающего антенных лучей.

Механизм тропосферного рассеяния [18, 42, 47, 94, 215, 216, 236, 279, 298, 299, 310, 371] подробно изучен; рассмотрено влияние его на распространение радиоволн [57, 147, 212, 276, 279, 380]; такой вид дальнего распространения [58, 303] рассматривают как разновидность дифракции радиоволн, но большинство теорий основывается на рассеянии турбулентными флуктуациями в атмосфере [387]. В одном из теоретических подходов [34, 112, 113]

пространственная шкала флуктуаций диэлектрической проницаемости описывается функцией пространственной корреляции. Общее уравнение рассеяния было приведено [175] к объемно-интегральному уравнению, которое дает общую плотность рассеянной энергии в точке приема, отнесенную к мощности, излучаемой изотропным источником в единице телесного угла. Получено выраже-

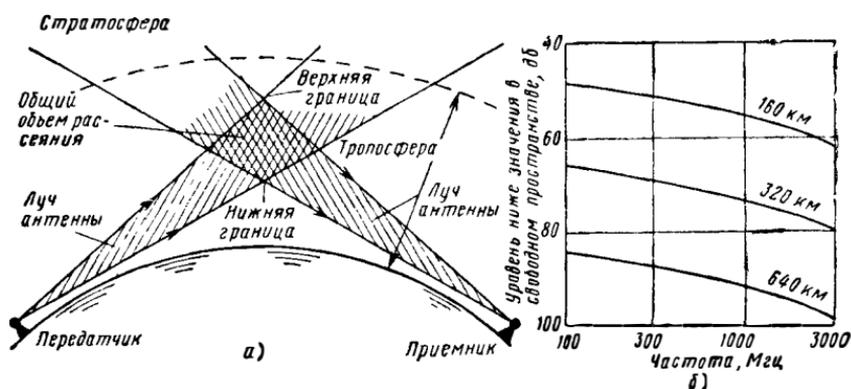


Рис. 23.9. Распространение радиоволн при тропосферном рассеянии: а — геометрические соотношения при рассеянии вперед; б — средний уровень сигнала как функции частоты; в качестве параметра взята дальность. (См. [50].)

ние [277, 279] для временной функции корреляции диэлектрической проницаемости, которая позволяет рассчитывать рассеиваемую мощность.

В другом теоретическом подходе [203, 204] трехмерные флуктуации коэффициента рефракции, которые предполагаются статистически стационарными, рассматривались как спектр, составляющие которого обладают тройной периодичностью. Для небольших участков спектра источником рассеяния является воображаемый куб со стороной в полволны; поле вычисляется для наиболее благоприятного фазирования по всем координатам. Исследование показало, что если допустить уменьшение направленности антенны, которое обычно имеет место при увеличении длины волны, то среднеквадратичное значение поля рассеяния, выраженное в долях к полю в свободном пространстве, не сильно изменяется во всем частотном диапазоне, в котором проводились наблюдения.

Была выдвинута теория [107], в которой предположено, что распространение при рассеянии является результатом некоррелированных отражений от слоев тропосферы. Основные локальные неоднородности возникают при относительно резких изменениях диэлектрической проницаемости поперек горизонтальных плоскостей. Если  $\Delta$  представляет угол скольжения падения волны на такую плоскость, то коэффициент отражения будет

$$\rho = d\varepsilon / 4 \Delta^2 \quad (23.22)$$

при условии, что  $1 \gg \Delta^2 \gg d\epsilon$ . При комбинировании эти отражения создают луч с преимущественным направлением в область дифракции на поверхности Земли. Пусть линейные размеры отдельного слоя, измеренные в поперечном и продольном направлениях относительно направления распространения, равны соответственно  $b$  и  $c$ . Размеры слоев могут изменяться в широких пределах, но преимущественно  $c$  больше, а  $b\Delta$  меньше размеров зоны Френеля. Принимаемая мощность тогда определяется выражением

$$P_R = P_T \frac{A_{eR} A_{eT}}{2\lambda^3 a^3} (b\Delta)^2 \rho^2. \quad (23.23)$$

Практически, вероятно,  $b$  и  $c$  в среднем примерно равны, и поэтому  $(2a\lambda)^{1/2} < b < (2a\lambda)^{1/2}/\Delta$ . Отражение в направлении на приемник может иметь место от слоев, расположенных как по дуге большого круга, так и вне ее. Если в общем объеме  $V$  имеется  $N$  участвующих в рассеянии слоев на единицу объема, то

$$P_R = P_T \frac{A_{eT} A_{eR} N b^2}{2\lambda^3 a^3} \int_V \Delta^2 \rho^2 dV. \quad (23.24)$$

Выражения для  $\rho$  и  $\Delta$  слоев в общем объеме можно получить посредством интегрирования. Были сделаны также другие оценки потерь передачи [96, 97, 248, 358].

Если луч очень узкий, то от антенны нельзя получить коэффициент усиления, свойственный свободному пространству. Такие потери связи апертуры со средой возникают по той причине, что сигналы достигают приемника от протяженного объема рассеивания. Сужение луча антенны в конечном итоге уменьшает общий объем в большей степени, чем возрастает коэффициент усиления антенны и в результате возникают потери коэффициента усиления. Эта проблема была количественно проанализирована [37] и позднее обобщена [228, 278] для несимметричных диаграмм направленности и антенн с различными размерами [366, 381]. Влияние качания [249, 312, 313] передающей и приемных антенн одновременно по азимуту и углу места должно привести к увеличению угла рассеяния и, следовательно, к уменьшению принимаемой мощности.

Тропосферное рассеивание происходит в очень широком диапазоне частот [48, 132], но самая полезная область находится в пределах от 400 Мгц до 5 Ггц. Значение среднего уровня сигнала для различных частот и расстояний, полученных Буллингтоном [50], приведено на рис. 23.9, б. Полосу пропускания, в которой для одного пункта приема частоты окажутся скоррелированными, можно вычислить, если оценить [37] разность путей распространения волн, рассеиваемых верхней и нижней границами рассеивающего объема. С этой точки зрения крайне желательно использовать узконаправленные антенны; так, например, если на расстоянии 300 км с антенной,

имеющей усиление  $40 \text{ дБ}^1$ , задержка (разность) во времени составила около  $0,16 \text{ мксек}$ , то это соответствует полезной полосе пропускания около  $6 \text{ Мгц}$ .

Явление тропосферного рассеяния представляет практический интерес [38, 63, 259, 323] для организации линий дальней связи, использующих передатчики с большой мощностью и антенны с высоким усилением. Линии связи, использующие тропосферное рассеяние, подвержены федингам, которые по существу можно разбить на две группы [227, 246, 270]. Быстрые фединги являются результатом многолучевого распространения в атмосфере и довольно точно подчинены релеевскому распределению амплитуд; так, например, фединг в  $20 \text{ дБ}$  следует ожидать в течение одного процента времени передачи, а фединг в  $30 \text{ дБ}$  — в течение  $0,1\%$  времени передачи. Скорость таких федингов возрастает с увеличением расстояния или частоты и достигает нескольких раз в минуту. Под медленными федингами понимают изменения уровня сигнала в течение часа и более; они связаны с изменениями средней рефракции атмосферы и почти не зависят от частоты. В точке далеко за горизонтом изменение среднечасовых значений в децибелах подчинены нормальному закону со стандартными отклонениями около  $8 \text{ дБ}$ .

Были проведены измерения [20, 150, 151, 250, 355] путей распространения при рассеянии на расстояниях до нескольких сотен километров; полученные экспериментальные данные, вообще говоря, хорошо согласуются с различными теориями рассеяния [347]. Например, большая серия экспериментов, проведенная [79] на дальности по поверхности Земли в  $273 \text{ км}$  с использованием частот  $400 \text{ Мгц}$  и  $4,11 \text{ Гц}$ , была ориентирована на то, чтобы лучше понять механизм распространения. Различные направления исследования касались вопросов влияния размеров антенны на уровень сигнала и характеристики федингов, частотной зависимости, сезонных и суточных эффектов и полезной полосы пропускания среды. Полученные результаты можно истолковывать в разрезе теории отражающих слоев.

Для определения потерь при распространении и их сезонных изменений в дневное время были произведены записи напряженности поля для линии длиной по поверхности Земли в  $462 \text{ км}$  на частоте  $468 \text{ Мгц}$ . Передатчик работал в режиме непрерывных колебаний с выходной мощностью  $340 \text{ вт}$ , а антенна с параболическим отражателем диаметром  $12 \text{ м}$  формировала горизонтально поляризованный луч шириной  $3,8^\circ$  при усилении  $33 \text{ дБ}$ . Потери на пути распространения были наибольшими зимой и наименьшими летом; при среднем значении потерь  $98 \text{ дБ}$  отклонения при усреднении за месяц составляло  $9,9 \text{ дБ}$ , при почасовом усреднении =  $30 \text{ дБ}$ . Типичная скорость быстрых федингов составляло  $30 \text{ замираний/мин}$ .

При экспериментах на линиях с дальностью распространения

---

<sup>1</sup> Приведенные в этом разделе коэффициенты усиления антенны относятся к плоским волнам.

166 и 320 км была использована [249] несущая частота 858 Мгц при амплитудной модуляции с частотой 1 кгц, антенна диаметром 9 м формировала вертикально поляризованный луч шириной 3°, что соответствует усилению 35 дб. В процессе изучения потерь при распространении и федингов было замечено, что самолет, попадающий в луч, дает серию интерференционных биений и увеличивает средний уровень сигнала. Эксперименты [300] на частотах 1,25, 3,22 и 9,4 Ггц, выполненные на линиях длиной 75 км, показали, что скорость федингов почти линейно возрастает с частотой. При измерении с остронаправленными антеннами было обнаружено, что рассеянное поле попадает в зону приема под углами, которые в несколько раз превосходят углы, вычисленные теоретически. В экспериментах по распространению радиоволн [173] над холмистой местностью на расстояниях 150 и 190 км и на частотах 2,78 и 9,15 Ггц полученные значения потерь при распространении согласуются с дифракционной теорией, обобщенной для несферической Земли.

Были проведены на частоте 3,4 Ггц измерения особенностей распространения на линии длиной 233 км, на одном конце которой имеется участок протяженностью 96 км, проходящий над водной поверхностью; мощность передатчика в непрерывном режиме составляла 500 вт, а антенны с параболами диаметром 2,4 м давали усиление 36,5 дб. Данные, собранные за годичный период времени, показали, что общее изменение среднечасовых значений потерь при передаче составляет 58 дб. Распределение потерь за месячный или более длительный период является приблизительно гауссовым, причем среднее значение и стандартное отклонение за год составили соответственно 147,9 и 6,0 дб. Для лучшего представления различных характеристик распространения радиоволн были также проведены эксперименты [62] на сложных линиях земля — море на частотах 425 Мгц, 3,67 и 5,05 Ггц при длине линии 257 и 300 км. Результаты показали, что при таких условиях передачи в случае использования остронаправленных антенн и передаваемой мощности порядка нескольких киловатт можно обеспечить надежное распространение радиоволн с хорошей полосой пропускания. Другие данные [49], полученные на линиях земля — море длиной 275 и 400 км и на частотах 505 Мгц и 4,09 Ггц, показывают, что быстрые и медленные замирания находятся в соответствии с теорией. Однако прогноз уровней сигнала на длительный срок может оказаться ошибочным в пределах до  $\pm 15$  дб и поэтому потери при распространении, которые могут превышать соответствующую величину в свободном пространстве на 60—80 дб, следует вычислять на основе предварительных экспериментов на других линиях.

На морских трассах при изучении распространения за счет рассеяния [164] особое внимание уделялось кратковременным федингам. Передатчик работал на частоте 3 Ггц и имел мощность 500 вт в импульсе длительностью 1,8 мксек при частоте повторения 500 гц; использовалась горизонтальная поляризация, причем коэффициенты усиления передающей и приемной антенн составляли

соответственно 34 и 18 дб. При измерениях на трассе порядка 180 км скорость федингов колебалась в пределах 1—5 раз за несколько минут, а амплитуда превышала 25 дб. При использовании двух приемных антенн оказалось, что корреляция сигналов при расстоянии между антеннами в 60 см была очень высокой, слабее — при расстоянии 90 см и почти равна нулю на расстоянии 5,4 м. Изменение среднего уровня сигнала за трехнедельный период составляло 18 дб. Были проведены и другие эксперименты по распространению над морем для определения различных связанных с расстоянием характеристик.

В одной из серий экспериментов [153] на частоте 3 Гц исследовалось распространение импульсных сигналов, посылаемых одной из двух береговых передающих станций на корабельную приемную станцию с калиброванным приемником; корабль находился в море на расстояниях до 840 км. Результаты показали, что сигналы можно было принимать на расстояниях, соответствующих области сверхдифракции. На границе этой области уровень принимаемого сигнала при стандартных атмосферных условиях был на 50 дб ниже соответствующего уровня сигнала при распространении в свободном пространстве; коэффициент ослабления составлял 0,12 дб/км. В другой серии экспериментов [152] на частоте 9,4 Гц также было обнаружено, что коэффициент ослабления согласуется с полем рассеяния. Однако средний уровень оказался ниже на 10—15 дб, что не противоречило теории.

Эксперименты [326] на линиях длиной 346 км на частоте 2,72 Гц проводились с приемной антенной системой, состоящей из шести параболических диаметром 1,2 м, смонтированных рядом вплотную в горизонтальной плоскости. Любое количество таких антенн может быть подключено параллельно, в результате чего при соответствующем фазировании образуется антенная решетка, раскрыв которой может изменяться в пределах от 1,2 до 7,2 м. Были получены данные потерь связи раскрыва со средой, скорости федингов в зависимости от размеров антенны, данные о корреляционных расстояниях между антеннами, перпендикулярными к пути луча, о влиянии среднего ветра на скорость федингов и усиление антенны и о скорости турбулентных завихрений. Были также изучены свойства среды на трассе длиной 273 км методом качания [325] частоты. Передатчик, работающий на частоте 4,1 Гц, был модулирован на частоте в полосе 20 Мгц с частотой 1000 гц, а полоса пропускания приемника при этом несинхронно изменялась в том же диапазоне со скоростью 30 раз/сек. Передающая антенна имела диаметр 8,4 м, а прием велся на антенны с диаметром 2,4 или 8,4 м или же 18 м. Было найдено, что полоса пропускания лежит в пределах 6—15 Мгц, что находится в близком соответствии с расчетами, основанными на относительном времени задержки в общем объеме. Эксперименты [359] на частоте 400 Мгц при длине трассы 160 км дали величину стандартной девиации для флюктуации частоты порядка 0,6 гц.

### 23.3.2. Ионизация северным сиянием и метеоритами

В ионосфере, которая простирается от 100 до 500 км над поверхностью Земли, электромагнитные волны подвергаются [186, 242, 357] рефракции, отражению и рассеянию ввиду наличия свободных электронов. В самом высоком слое F2 плотность ионизации редко бывает достаточной для того, чтобы стало возможным распространение радиоволн с частотой выше примерно 70 Мгц. Распространение на дальнее расстояние на более высоких частотах может иметь место в результате ионизации самого низкого слоя E. Плотность ионизации неоднородна, и электромагнитные волны рассеиваются [244] теми областями, плотность которых больше средней и которые находятся в состоянии беспорядочного относительного движения в тонком слое нижней части ионосферы. Энергия, падающая на этот слой, в основном рассеивается вперед вдоль направления падения. Так как принимаемый сигнал представляет сумму большого числа составляющих с изменяющимися фазами и амплитудами, что он оказывается промодулированным шумом с полосой несколько герц, а импульсно-модулированные сигналы растягиваются на несколько микросекунд вследствие задержки, которую испытывают наиболее сильно отклоняющиеся составляющие.

Интенсивная ионизация, производимая потоками, вызывающими полярные сияния, усиливает отражающую способность слоя E на полярных широтах. Полярные сияния происходят чаще всего ночью на высоте около 100 км и появляются в виде окружностей с центрами в геомагнитных полюсах, причем плоский угол при вершине телесного угла, который стягивает окружности, составляет около 20°. Полярные потоки можно рассматривать [219] как длинные, неровные проводящие слои, горизонтальные размеры которых велики по сравнению с обычными длинами волн и которые расположены вдоль направления магнитного поля Земли. Был проанализирован механизм рассеивания [39] и проведены измерения отражения [36, 52, 59, 81, 103, 181] в диапазоне 30—100 Мгц, а впоследствии и в области более высоких частот 400—1200 Мгц. Отраженные от полярного сияния сигналы подвержены быстрым замираниям; в некоторых случаях наблюдался эффект Доплера [41, 183, 207]. Было также обнаружено излучение сантиметровых волн [101, 102].

С помощью радиолокационных средств проведен ряд исследований молний. Лигда [185] показал, что электромагнитное излучение, вызываемое разрядом молнии, включает составляющие, способные создать сигнал на частотах вплоть до 3 Ггц; излучение наблюдалось [331] на частотах до 600 Мгц. Обычно проводятся наблюдения над обратным рассеиванием, являющимся результатом ионизации в створе молнии [133, 332], хотя большие градиенты коэффициента рефракции, вызываемые тепловым нагревом, могут оказаться достаточно интенсивными. Отражения от молнии происходят [199, 333] в верхней части ливнево-грозовых облаков; интенсивность их за период около 1 сек. быстро возрастает [210], а затем падает.

Ионизация атмосферы Земли может вызываться также кометами и чаще метеоритами. Когда метеорит входит в атмосферу Земли на высоте 80—120 км, за ним создается след ионизированного газа и свободных электронов. При соответствующих условиях такой след рассеивает [9] электромагнитную энергию, которая достаточна для того, чтобы вызвать появление переходного процесса в чувствительном устройстве. В большинстве случаев отражение является зеркальным, что показано [367] на рис. 23.10, а; падающий и отра-

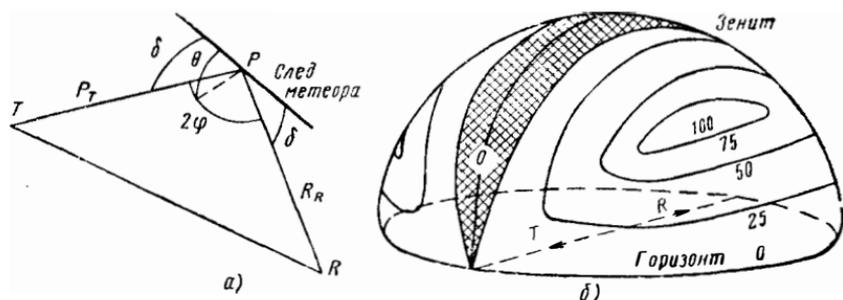


Рис. 23.10. Рассеяние метеоритными следами:

а — геометрия процесса рассеяния; б — распределение метеоритных радиантов, полезных для рассеяния вперед. (См. [367, 91].)

женный лучи составляют равные углы с осью метеоритного следа. Те электроны, которые рассеивают когерентно, заключены в столбе, равном первой зоне Френеля, причем центр этой зоны лежит в точке  $P$  следа, для которой  $R_T + R_R$  является минимальным. Когда след полностью образован, эта зона имеет длину

$$l = 2 \left[ \frac{\lambda R_T R_R}{(R_T \mp R_R) (1 - \cos^2 \theta \sin^2 \varphi)} \right]^{1/2}. \quad (23.25)$$

Принимаемая мощность равна [90]

$$P_R = \frac{P_T}{32\pi^4} \left( \frac{\mu_0 e^2}{4m} \right)^2 \frac{2\lambda^3 g_{PT} g_{PR} N_l^2 \sin^2 \alpha}{R_T R_R (R_T \mp R_R) (1 - \cos^2 \theta \sin^2 \varphi)}, \quad (23.26)$$

где  $N_l$  — линейная плотность электронов, а  $\alpha$  — угол между падающим электрическим вектором и направлением рассеянного луча.

Уравнение (23.26) справедливо, когда  $N_l$  меньше  $10^{14}$  электрон/м. Метеоритный след в этом случае зарождается как узкий столбец с диаметром в несколько сантиметров, но затем благодаря диффузии расширяется при этом рассеянный сигнал уменьшается. Длительность этого процесса составляет несколько десятых секунды. Для случая обратного рассеяния [187] максимальная принимаемая мощность получается из уравнения (23.26), если подставить  $\alpha = 90^\circ$ ,  $\varphi = 0$ ,  $\theta = 90^\circ$ ,  $R_T = R_R$  и  $g_{PT} = g_{PR}$ .

Когда линейная плотность электронов в хвосте превышает  $10^{14}$  электрон/м, то сначала принимаемая мощность мала, затем она возрастает до максимума и спадает до нуля. Максимальная величина для рассеяния вперед в таком случае равна [141]

$$P_R = \frac{P_T}{32 \pi^4} \left( \frac{\mu_0 e^2}{4m} \right)^{1/2} \left( \frac{\pi}{e} \right)^{1/2} \times \\ \times \frac{\lambda^3 g_{PT} g_{PR} N_i^{1/2} \sin^2 \alpha}{R_T R_R (R_T \mp R_R) (1 - \cos^2 \theta \sin^2 \varphi)}. \quad (23.27)$$

Первоначальное определение радиантов метеора или очевидных источников было проведено на 73 МГц с использованием трех раздельных станций [135]. Ориентация антенн была выбрана таким образом, что лучи пересекались эквидистантно от каждой станции на высоте около 100 км. Так как метеорный след дает радиолокационный отраженный сигнал лишь в том случае, когда след нормален к лучу, то по мере того, как радиант перемещается по небу, он дает последовательно отраженные сигналы все время, пока след занимает соответствующую ориентацию по отношению к трем лучам.

Скорость метеоров измерялась [368] с помощью индикатора дальность — время. Если метеор движется по прямой линии со скоростью  $v$ , то дальность в момент  $t$  равна

$$R^2 = R_0^2 + v^2 (t - t_0)^2, \quad (23.28)$$

где  $R_0$  и  $t_0$  — дальность и время в ближайшей точке; таким образом для определения  $v$  достаточно трех наблюдаемых значений  $R$  и  $t$ . Другой метод [87] состоит в измерении флюктуаций принимаемой мощности в тот момент, когда метеорит пересекает перпендикуляр, построенный из точки размещения станции наблюдения на направление следа. Максимумы и минимумы флюктуаций соответствуют образованию последовательных зон Френеля, по которым можно рассчитать скорость. Измерялась поляризация отраженных сигналов [305], а также доплеровское изменение частоты [197] вследствие движений метеоритов. Первоначальные наблюдения [187] влияния метеоритной ионизации на распространение радиоволн в настоящее время дополнены обширными исследованиями рассеяния вперед. Области неба, которые являются важными для такого рассеянного распространения, были определены теоретически [90, 138], а дополнительные соображения [136] дали возможность установить основное направление прихода сигнала.

Эшлеман и Млодносский [91] провели измерения направленных характеристик метеоритного распространения; распределение [367] полезных метеоритных радиантов показано на рис. 23.10, б в виде контуров на небесной полусфере. Распространяющиеся сигналы [383] обладали суточными изменениями [139] и имели длительность около 0,1 сек, хотя иногда наблюдался и более продолжительный прием [190]. Антенны должны иметь соответствующие диаграммы

направленности и ориентацию [137, 140]. Оптимальная частота при метеоритном распространении составляет около 50 Мгц [89, 191], хотя были проведены наблюдения [98, 382] и в области ультравысоких частот.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Altman, F. J.: «Design Chart for Tropospheric Beyond-the-Horizon Propagation», *Elect. Commun.*, 1956, **33**, p. 165.
2. Ament, W. S.: «Forward and Back Scattering from Certain Rough Surfaces», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 369.
3. Anastassiades, M., and Carapiperis, L.: «Influence of Meteorological Factors on the Propagation of Ultra High Frequencies», *Ann. Telecomm.*, 1957, **12**, p. 177.
4. Anderson, L. J., Freres, C. H., Day, J. P., and Stokes, A. P. D.: «Attenuation of 1.25 Centimetre Radiation through Rain», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 449, and *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 351.
5. Anderson, L. J., and Gossard, E. E.: «The Effect of the Oceanic Duct on Microwave Propagation», *Trans. Amer. geophys. Un.*, 1953, **34**, p. 695, and *Nature*, 1953, **172**, p. 398.
6. Anderson, L. J., and Gossard, E. E.: «Prediction of Oceanic Duct Propagation from Climatological Data», *Trans. I. R. E.*, 1955, **AP-3**, No. 4, p. 163.
7. Anderson, L. J., and Trolese, L. G.: «Simplified Method for Computing Knife Edge Diffraction in the Shadow Region», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 281.
8. Angell, B. C., Foot, J. B. L., Lucas, W. J., and Thompson, G. T.: «Propagation Measurements at 3480 Mc/s over a 173-Mile Path», *Proc. I. R. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 8, p. 128.
9. Appleton, E. V., and Naismith, R.: «The Radio Detection of Meteor Trails and Allied Phenomena», *Proc. Phys. Soc.*, 1947, **59**, p. 461.
10. Artman, J. O., and Gordon, J. P.: «Absorption of Microwaves by Oxygen in the Millimetre Wavelength Region», *Phys. Rev.*, 1954, **96**, p. 1237.
11. Atlas, D., Kerker, M., and Hitschfeld, W.: «Scattering and Attenuation by Non-Spherical Atmospheric Particles», *J. atmos. terrest. Phys.*, 1953, **3**, p. 108.
12. Atlas, D., and Banks, H. C.: «The Interpretation of Microwave Reflections from Rainfall», *J. Meteorol.*, 1951, **8**, p. 271.
13. Atlas, D.: «Subhorizon Radar Echoes by Scatter Propagation», *J. geophys. Res.*, 1959, **64**, p. 1205.
14. Atwood, J. B., MacKimmie, G. B., Shipley, D. G., and Wickizer, G. S.: «A Study of 468-Megacycle Tropospheric Scatter Propagation over a 289-Mile Path», *RCA Rev.*, 1958, **19**, p. 321.
15. Austin, P. A., and Bennis, A. C.: «A Quantitative Study of the 'Bright Band' in Radar Precipitation Echoes», *J. Meteorol.*, 1950, **7**, p. 145.
16. Bachynski, M. P.: «Microwave Propagation over Rough Surfaces», *RCA Rev.*, 1959, **20**, p. 308.
17. Baldwin, M. W.: «Radar Reflections from the Lower Atmosphere», *Proc. I. R. E.*, 1948, **36**, p. 363.
18. Baiser, M.: «Some Observations on Scattering by Turbulent Inhomogeneities», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 383.
19. Battaglia, A., Boudouris, G., and Gozzini, A.: «The Refractive Index of Humid Air for Microwaves», *Ann. Telecomm.*, 1957, **12**, p. 181.
20. Bean, B. R.: «Prolonged Space-Wave Fadeouts at 1046 Mc/s Observed in Cheyenne Mountain Propagation Programme», *Proc. I. R. E.*, 1954, **42**, p. 848.

21. Beard, C. I., and Katz, I.: «The Dependence of Microwave Radio Signal Spectra on Ocean Roughness and Wave Spectra», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 183.
22. Beard, C. I., Katz, I., and Spetner, L. M.: «Phenomenological Vector Model of Microwave Reflection from the Ocean», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, No. 2, p. 162.
23. Becker, G. E., and A utler, S. H.: «Water Vapour Absorption of Electromagnetic Radiation in the Centimetre Wavelength Range», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 300.
24. Beringer, R.: «The Absorption of One-half-Centimetre Electromagnetic Waves in Oxygen», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 53.
25. Biot, M. A.: «Some New Aspects of the Reflection of Electromagnetic Waves on a Rough Surface», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 1455.
26. Birnbaum, G.: «Fluctuations in the Refractive Index of the Atmosphere at Microwave Frequencies», *Phys. Rev.*, 1951, **82**, p. 110.
27. Birnbaum, G., and Bussey, H. E.: «Amplitude, Scale and Spectrum of Refractive Index Inhomogeneities in the First 125 Metres of the Atmosphere», *Proc. I. R. E.*, 1945, **43**, p. 1412.
28. Birnbaum, G.: «A Recording Microwave Refractometer», *Rev. sci. Instrum.*, 1950, **21**, p. 169.
29. Birnbaum, G., Bussey, H. E., and Larson, R. R.: «The Microwave Measurement of Variations in Atmospheric Refractive Index», *Trans. I. R. E.*, 1952, **AP-3**, No. 3, p. 74.
30. Blake, L. V.: «Reflections of Radio Waves from a Rough Sea», *Proc. I. R. E.*, 1950, **38**, p. 619.
31. Bogle, A. G.: «Some Aspects of Microwave Fading on an Optical Path over Sea», *Proc. I. R. E.*, 1952, **99**, pt III, p. 236.
32. Boithias, L., and Misme, P.: «An Example of Guided Propagation in the Mediterranean», *Ann. Telecomm.*, 1957, **12**, p. 126.
33. Booker, H. G.: «Elements of Radio Meteorology: How Weather and Climate cause Unorthodox Radar Vision Beyond the Geometric Horizon», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, p. 69.
34. Booker, H. G., and Gordon, W. E.: «A Theory of Radio Scattering in the Troposphere», *Proc. I. R. E.*, 1950, **38**, p. 401.
35. Booker, H. G., Ratcliffe, J. A., and Shinn, D. H.: «Diffraction from an Irregular Screen with Applications to Ionospheric Problems», *Phil. Trans. Roy. Soc.*, 1950, **242A**, p. 579.
36. Booker, H. G., Gartlein, C. W., and Nichols, B.: «Interpretation of Radio Reflections from the Aurorae», *J. geophys. Res.*, 1955, **60**, p. 1.
37. Booker, H. G., and Bettencourt, J. T. de: «Theory of Radio Transmission by Tropospheric Scattering using Very Narrow Beams», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 281.
38. Booker, H. G., and Gordon, W. E.: «The Role of Stratospheric Scattering in Radio Communication», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1223.
39. Booker, H. G.: «A Theory of Scattering by Nonisotropic Irregularities with Application to Radar Reflections from the Aurora», *J. atmos. terrest. Phys.*, 1956, **8**, p. 204.
40. Bowen, E. G.: «Radar Observations of Rain and their Relation to the Mechanism of Rain Formation», *J. atmos. terrest. Phys.*, 1951, **1**, p. 125.
41. Bowles, K. L.: «Doppler-Shifted Radio Echoes from Aurora», *J. geophys. Res.*, 1954, **59**, p. 553.
42. Bramley, E. N.: «The Diffraction of Waves by an Irregular Refracting Medium», *Proc. Roy. Soc.*, 1954, **225A**, p. 515.
43. Bray, W. J., Hopkins, H. G., Kitchen, F. A., and Saxton, J. A.: «Review of Long Distance Radio-Wave Propagation above 30 Mc/s», *Proc. I. R. E.*, 1955, **102B**, p. 87.
44. Bremmer, H.: «Propagation of Electromagnetic Waves», *Encyclopedia of Physics*, vol. XVI, p. 423 (Springer, Berlin, 1958).

45. Browne, I. C., and Robinson, N. P.: «Cross-Polarization of the Radar Melting-Band», *Nature*, 1952, 170, p. 1078.
46. Bullington, K.: «Radio Propagation at Frequencies above 30 Mc/s», *Proc. I. R. E.*, 1947, 35, p. 1122.
47. Bullington, K.: «Propagation of U. H. F. and S. H. F. Waves Beyond the Horizon», *Proc. I. R. E.*, 1950, 38, p. 1221.
48. Bullington, K.: «Radio Transmission Beyond the Horizon in the 40 to 4000 Mc/s band», *Proc. I. R. E.*, 1953, 41, p. 132.
49. Bullington, K., Inkster, W. J., and Durkee, A. L.: «Results of Propagation Tests at 505 Mc/s and 4090 Mc/s on Beyond-Horizon Paths», *Proc. I. R. E.*, 1955, 43, p. 1306.
50. Bullington, K.: «Characteristics of Beyond-the-Horizon Radio Transmission», *Proc. I. R. E.*, 1955, 43, p. 1175.
51. Bullington, K.: «Radio Propagation Fundamentals», *Bell Syst. tech. J.*, 1957, 36, p. 593.
52. Bullough, K., and Kaiser, T. R.: «Radio Reflections from Aurorae», *J. atmos. terrest. Phys.*, 1954, 5, p. 189.
53. Burrows, C. W., and Gray, M. C.: «The Effect of the Earth's Curvature on Ground Wave Propagation», *Proc. I. R. E.*, 1941, 29, p. 16.
54. Bussey, H. E.: «Microwave Attenuation Statistics Estimated from Rainfall and Water Vapour Statistics», *Proc. I. R. E.*, 1950, 38, p. 781.
55. Bussey, H. E., and Birnbaum, G.: «Measurement of Variations in Atmospheric Refractive Index with an Airborne Microwave Refractometer», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1953, 51, p. 171.
56. Byers, H. R., and Coons, R. D.: «The 'Bright Line' in Radar Cloud Echoes and its Probable Explanation», *J. Meteorol.*, 1947, 4, p. 75.
57. Carroll, T. J.: «Normal Tropospheric Propagation Deep into the Earth's Shadow: the Present Status of Suggested Explanations», *Trans. I. R. E.*, 1952, AP-3, p. 6.
58. Carroll, T. J., and Ring, R. M.: «Propagation of Short Radio Waves in a Normally Stratified Troposphere», *Proc. I. R. E.*, 1955, 43, p. 1384.
59. Chapman, S.: «The Geometry of Radio Echoes from Aurorae», *J. atmos. terrest. Phys.*, 1953, 3, p. 1.
60. Chavance, P.: «Study of the Propagation of Centimetre Waves in Northern France», *Ann. Telecomm.*, 1952, 7, p. 254.
61. Chavance, P., Boithias, L., and Blassel, P.: «Investigations of Centimetre-Wave Propagation in the Mediterranean Region», *Ann. Telecomm.*, 1954, 9, p. 158.
62. Chisholm, J. J., Portmann, P. A., Bettencourt, J. T. de, and Roche, J. F.: «Investigation of Angular Scattering and Multiple Properties of Tropospheric Propagation of Short Radio Waves Beyond the Horizon», *Proc. I. R. E.*, 1955, 43, p. 1317.
63. Chisholm, J. H.: «Progress of Tropospheric Propagation Research related to Communication beyond the Horizon», *Trans. I. R. E.*, 1956, CS-4, No. 1, p. 6.
64. Clavier, A. G.: «Microwave Communication Beyond the Horizon», *Elect. Commun.*, 1956, 33, No. 2, p. 108.
65. Cogdell, J. R., Deam, A. P., and Straiton, A. W.: «Temperature Compensation of Coaxial Cavities», *Trans. I. R. E.*, 1960, MTT-8, p. 151.
66. Colwell, R. C., Atwood, H., Bailey, J. E., and Marsh, C. O.: «The Velocity of Radio Waves over Short Paths», *Proc. I. R. E.*, 1942, 30, p. 129.
67. Coons, R. D.: «Guided Propagation of Radar in Thunderstorm Conditions», *Bull. Amer. Meteorol. Soc.*, 1947, 28, p. 324.
68. Court, G. W. G.: «Determination of the Reflection Coefficient of the Sea for Radar Coverage Calculation by an Optical Analogy Method», *Proc. I. R. E.*, 1955, 102B, p. 827.

69. Crain, C. M., and Gerhardt, J. R.: «Some Preliminary Studies of the Rapid Variation in Index of Refraction of Atmospheric Air at Microwave Frequencies», *Bull. Amer. Meteorol. Soc.*, 1950, **31**, p. 330.
70. Crain, C. M., and Gerhardt, J. M.: «Measurements of the Parameters involved in the Theory of Radio Scattering in the Troposphere», *Proc. I. R. E.*, 1951, **40**, p. 50.
71. Crain, C. M., Deam, A. P., and Gerhardt, J. R.: «Measurement of Tropospheric Index-of-Refraction Fluctuations and Profiles», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 284.
72. Crain, C. M.: «Survey of Airborne Microwave Refractometer Measurements», *Proc. I. R. E.*, 1955, **10**, p. 1405.
73. Crawford, A. B., and Sharpless, W. M.: «Further Observations of the Angle of Arrival of Microwaves», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 845.
74. Crawford, A. B., and Jakes, W. C.: «Selective Fading of Microwaves», *Bell Syst. tech. J.*, 1952, **31**, p. 68.
75. Crawford, A. B.: «Radar Reflections in the Lower Atmosphere», *Proc. I. R. E.*, 1949, **37**, p. 404.
76. Crawford, A. B., and Hogg, D. C.: «Measurement of Atmospheric Attenuation at Millimetre Wavelengths», *Bell Syst. tech. J.*, 1956, **35**, p. 907.
77. Crawford, A. B., Friis, H. T., and Jakes, W. C.: «A 60 ft-Diameter Parabolic Antenna for Propagation Studies», *Bell Syst. tech. J.*, 1956, **35**, p. 1199.
78. Crawford, A. B., and Hogg, D. C.: «Propagation of Millimetre Waves through the Atmosphere», *Bell Lab., Rec.* 1957, **35**, p. 494.
79. Crawford, A. B., Hogg, D. C., and Kummer, W. H.: «Studies in Tropospheric Propagation Beyond the Horizon», *Bell Syst. tech. J.*, 1959, **38**, p. 1067.
80. Crysdale, J. H., Day, J. W. B., Cook, W. S., Psutka, M. E., and Robillard, P. E.: «An Experimental Investigation of the Diffraction of Electromagnetic Waves by a Dominating Ridge», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-4**, p. 203.
81. Currie, B. W., Forsyth, P. A., and Vawter, F. E.: «Radio Reflections from the Aurora», *J. geophys. Res.*, 1953, **58**, p. 179.
82. Davies, H.: «The Reflection of Electromagnetic Waves from a Rough Surface», *Proc. I. E. E.*, 1954, **101**, pt IV, p. 209.
83. Day, J. P., and Trolse, L. G.: «Propagation of Short Radio Waves over Desert Terrain», *Proc. I. R. E.*, 1950, **38**, p. 165.
84. De Lange, O. E.: «Propagation Studies at Microwave Frequencies by means of Very Short Pulses», *Bell Syst. tech. J.*, 1952, **31**, p. 91.
85. Domb, C., and Pryce, M. H. L.: «The Calculation of Field Strengths over a Spherical Earth», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt III, p. 325.
86. Durkee, A. L.: «Results of Microwave Propagation Tests on a 40-mile Overland Path», *Proc. I. R. E.*, 1948, **36**, p. 197.
87. Ellyet, C. D., and Davies, J. G.: «Velocity of Meteors Measured by Diffraction of Radio Waves from Trails during Formation», *Nature*, 1948, **161**, p. 596.
88. Englund, C. R., Crawford, A. B., and Mumford, W. W.: «Ultra-Short-Wave Transmission and Atmospheric Irregularities», *Bell Syst. tech. J.*, 1938, **17**, p. 489.
89. Eshleman, V. R.: «The Effect of Radar Wavelength on Meteor Echo Rate», *Trans. I. R. E.*, 1953, **AP-1**, No. 1, p. 37.
90. Eshleman, V. R., and Manning, L. A.: «Radio Communication by Scattering from Meteoric Ionization», *Proc. I. R. E.*, 1954, **42**, p. 530.
91. Eshleman, V. R., and Miodnosky, R. F.: «Directional Characteristics of Meteor Propagation Derived from Radar Measurements», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1715.
92. Essen, L., and Froome, K. D.: «The Refractive Indices and Di-

- electric Constants of Air and its Principal Constituents at 24,000 Mc/s», *Proc. Phys. Soc.*, 1951, **64B**, p. 862.
93. Fannin, B. M.: «Line-of-sight Wave Propagation in a Randomly Inhomogeneous Medium», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 661.
  94. Feinstein, J.: «Tropospheric Propagation Beyond the Horizon», *J. appl. Phys.*, 1951, **22**, p. 1292.
  95. Feinstein, J.: «Gradient Reflections from the Atmosphere», *Trans. I. R. E.*, 1952, **AP-4**, No. 4, p. 2.
  96. Fejer, J. A.: «The Diffraction of Waves in Passing through an Irregular Refracting Medium», *Proc. Roy. Soc.*, 1953, **220A**, p. 455.
  97. Fejer, J. A.: «Tropospheric Propagation and a Theoretical Study of the Transmission Loss», *Trans. S. Afr. I. E. E.*, 1955, **46**, p. 348.
  98. Flood, W. A.: «Meteor Echoes at Ultra High Frequencies», *J. geophys. Res.*, 1957, **62**, p. 79.
  99. Ford, L. H., and Oliver, R.: «An Experimental Investigation of the Reflection and Absorption of Radiation of 9-cm Wavelength», *Proc. Phys. Soc.*, 1946, **58**, p. 265.
  100. Forsyth, A. F. Stack: «An Experimental Study of Propagation of 10 cm Radio Waves over a Short Non-Optical Sea Path», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102**, pt III, p. 231.
  101. Forsyth, P. A., Petrie, W., and Currie, B. W.: «Auroral Radiation in the 3000 Mc/s Region», *Nature*, 1949, **164**, p. 453.
  102. Forsyth, P. A., Petrie, W., and Currie, B. W.: «On the Origin of Ten-Centimetre Radiation from the Polar Aurora», *Canad. J. Res.*, 1950, **28**, p. 324.
  103. Forsyth, P. A.: «Radio Measurements and Auroral Electron Densities», *J. geophys. Res.* 1953, **58**, p. 53.
  104. Forsyth, P. A., and Vogan, E. L.: «The Duration of Forward-Scattered Signals from Meteor Trails», *Canad. J. Phys.*, 1956, **34**, p. 535.
  105. Franz, R.: «Propagation Characteristics of Tenth-Millimetre Waves», *Radio Technic (Vienna)*, 1949, **25**, pp. 461 and 581.
  106. Fricker, S. J., Ingalls, R. P., Stone, M. L., and Wang, S. C.: «U. H. F. Auroral Observations», *J. geophys. Res.*, 1957, **62**, p. 527.
  107. Friis, H. T., Crawford, A. B., and Hogg, D. C.: «A Reflection Theory Propagation Beyond the Horizon», *Bell Syst. tech. J.*, 1957, **36**, p. 627.
  108. Friis, H. T.: «Radar Reflections from the Lower Atmosphere», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 1105.
  109. Friis, H. T.: «A Note on a Simple Transmission Formula», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 254.
  110. Goldstein, H.: «Frequency Dependence of the Properties of Sea Echo», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 938.
  111. Gordon, W. E.: «A Theory on Radar Reflections from the Lower Atmosphere», *Proc. I. R. E.*, 1949, **37**, p. 41.
  112. Gordon, W. E.: «A Simple Picture of Tropospheric Radio Scattering», *Trans. I. R. E.*, 1956, **CS-4**, No. 1, p. 97.
  113. Gordon, W. E.: «Radio Scattering in the Troposphere», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 23.
  114. Gordon, W. E.: «Incoherent Scattering of Radio Waves by Free Electrons with Applications to Space Exploration by Radar», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1824.
  115. Gough, M. W.: «Microwave Line-of-Sight Propagation», *Electronic Engng.*, 1958, **30**, p. 237.
  116. Gough, M. W.: «V. H. F. and U. H. F. Propagation Within the Optical Range», *Marconi Rev.*, 1949, **12**, p. 121.
  117. Gould, W. B.: «Radar Reflections from the Lower Atmosphere», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 405.
  118. Grant, C. R., and Yapple, B. S.: «Back-Scattering from Water and Land at Centimetre and Millimetre Wavelengths», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 976.

119. Grosskopf, J.: «The Present State of Research in the Field of Tropospheric Scatter Propagation», *Nachr. Tech. Z.*, 1956, 9, Nos. 6 and 7, pp. 272 and 315.
120. Gudmandsen, P., and Larsen, B. F.: «Statistical Data for Microwave Propagation Measurements on Two Overseas Paths in Denmark», *Trans. I. R. E.*, 1957, AP-5, p. 255.
121. Gudmandsen, P., and Larsen, B. F.: «Statistical Data for Microwave Propagation Measurements on Two Overseas Paths in Denmark», *Acta polytech.*, 1957, No. 213, p. 1.
122. Gunn, K. L. S., and East, T. W. R.: «The Microwave Properties of Precipitation Particles», *Quart. J. Roy. Meteorol. Soc.*, 1954, 80, p. 522.
123. Gunn, R., Hall, W. C., and Kinzer, G. D.: «Army — Navy Precipitation Static Project — Part I», *Proc. I. R. E.*, 1946, 34, p. 156.
124. Hamlin, E. W.: «Comparison of Calculated and Measured Phase Difference at 3.2 centimetre Wavelength», *Proc. I. R. E.*, 1948, 36, p. 1218.
125. Hammerschmidt, A. L.: «Free-Space Microwave Propagation» *RCA Rev.*, 9, p. 159.
126. Hartman, W. J.: «Limit of Spatial Resolution of Refractometer Cavities», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1960, 64D, p. 65.
127. Havens, R. J., Koll, R. T., and LaGow, H. E.: «The Pressure, Density and Temperature of the Earth's Atmosphere to 160 Kilometres», *J. geophys. Res.*, 1952, 57, p. 59.
128. Hay, D. R., and Poaps, G. E.: «Prolonged Signal Fade-Out on a Short Microwave Path», *Canad. J. Phys.*, 1959, 37, p. 313.
129. Hay, H. G., and Unwin, R. S.: «Tropospheric Wave Propagation in a Duct of Non-Uniform Height», *Proc. Phys. Soc.*, 1952, 65B, p. 981.
130. Hay, H. G., and Unwin, R. S.: «Extension of the Mode Theory of Tropospheric Refraction to Cover Variations in the Refractive Index Profile along a Transmission Path», *Proc. Phys. Soc.*, 1952, 65B, p. 981.
131. Herbstreit, J. W., and Thompson, M. C.: «Measurement of the Phase of Signals Received over Transmission Paths with Electrical Lengths Varying as a Result of Atmospheric Turbulence», *Trans. I. R. E.*, 1956, AP-4, p. 352.
132. Herbstreit, J. W., Norton, K. A., Rice, P. L., and Schafer, G. E.: «Radio Scattering in Tropospheric Propagation». *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1953, pt 2, p. 85.
133. Hewitt, F. J.: «Radar Echoes from Inter-stroke Processes in Lightning», *Proc. Phys. Soc.*, 1957, 70B, p. 961.
134. Hey, J. S., Parsons, S. J., and Jackson, F.: «Reflection of Centimetre Electromagnetic Waves over Ground, and Diffraction Effects with Wire Netting Screens», *Proc. Phys. Soc.*, 1947, 59, p. 847.
135. Hey, J. S., and Stewart, G. S.: «Radar Observations of Meteors», *Proc. Phys. Soc.*, 1947, 59, p. 858.
136. Hines, C. O.: «Diurnal Variations in the Number of Shower Meteors Detected by the Forward-Scattering of Radio Waves: Part 1— Theory» *Canad. J. Phys.*, 1955, 33, p. 493.
137. Hines, C. O., Forsyth, P. A., Vogan, E. L., and Pugh, R. E.: «The Dependence of Meteoric Forward-Scattering on Antenna Patterns and Orientations», *Canad. J. Phys.*, 1955, 33, p. 609.
138. Hines, C. O.; and Pugh, R. E.: «The Spatial Distribution of Signal Sources in Meteoric Forward-Scattering», *Canad. J. Phys.*, 1956, 34, p. 1005.
139. Hines, C. O.: «Diurnal Variation in Forward-Scattered Meteor Signals», *J. atmos. terrest. Phys.*, 1956, 9, p. 229.
140. Hines, C. O., and O'Grady, M.: «Height-Gain in the Forward-Scattering of Radio Waves by Meteor Trails», *Canad. J. Phys.*, 1957, 35, p. 125.
141. Hines, C. O., and Forsyth, P. A.: «The Forward-Scattering of Radio Waves from Overdense Meteor Trails», *Canad. J. Phys.*, 1957, 35, p. 1033.

142. H i t s c h f e l d, W., and B o r d a n, J.: «Errors Inherent in the Radar Measurement of Rainfall at Attenuating Wavelengths», *J. Meteorol.*, 1954, **11**, p. 58.
143. H o o p e r, J. E. N., and K i p p a x, A. A.: «Radar Echoes from Meteorological Precipitation», *Proc. I. E. E.*, 1950, **97**, pt I, p. 89.
144. H o o p e r, J. E. N., and K i p p a x, A. A.: «The Bright Band — a Phenomenon associated with Radar Echoes from Falling Snow», *Quart. J. Roy. Meteorol. Soc.*, 1950, **76**, p. 125.
145. I k e g a m i, F.: «Influence of an Atmospheric Duct on Microwave Fading», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 252.
146. J o h n s o n, J. C.: «The Back-Scattering Coefficient of a Spherical Homogenous Mixture of Ice and Air at Wavelengths between 1 and 10 Centimetres», *J. Meteorol.*, 1955, **12**, p. 188.
147. J o h n s o n, M. A.: «A Review of Tropospheric Scatter Propagation Theory and its Application to Experiment», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 8, p. 165.
148. J o n e s, F. E.: «The Measurement of the Velocity of Propagation of Centimetre Radio Waves as a Function of Height above the Earth», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt III, p. 399, and 1949, **96**, pt III, p. 447.
149. J o n e s, R. F.: «Radar Echoes from Atmospheric Inhomogeneities», *Quart. J. Roy. Meteorol. Soc.*, 1958, **84**, p. 437.
150. J o s e p h s o n, B., and C a r l s o n, G.: «Distance Dependence, Fading Characteristics and Pulse Distortion of 3000 Mc/s Trans-Horizon Signals», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 173.
151. J o s e p h s o n, B., and E k l u n d, F.: «Some Microwave Propagation Experiences from a 'Just-below-Horizon' Path», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 176.
152. J o y, W. R. R.: «Radio Propagation Far Beyond the Horizon at about 3.2-cm Wavelength», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 8, p. 158.
153. J o y, W. R. R.: «The Long Range Propagation of Radio Waves at 10-cm Wavelength», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 8, p. 153.
154. K a h a n, T., and E c k a r t, G.: «Propagation of Electromagnetic Perturbations in an Atmospheric Waveguide», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1949, **228**, p. 235.
155. K a t z i n, M.: «Recent Developments in the Theory of Sea Clutter», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1956, pt I, p. 19.
156. K a t z i n, M.: «On the Mechanisms of Radar Sea Clutter», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 44.
157. K a t z i n, M., B a u c h m a n, R. W., and B i n n i a n, W.: «3- and 9-Centimetre Propagation in Low Ocean Ducts», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 891.
- \*158. K e r r, D. E.: «Propagation of Short Radio Waves» (McGraw-Hill, New York, 1951).
159. K i e l y, D. G.: «Measurements of the Reflection Coefficient of Water at a Wavelength of 8.7 mm», *Proc. Phys. Soc.*, 1950, **63**, p. 46.
160. K i e l y, D. G., and C a r t e r, W. R.: «An Experimental Study of Fading in Propagation at 3 cm Wavelength over a Sea Path», *Proc. I. E. E.*, 1952, **99**, pt III, p. 53.
161. K i e l y, D. G.: «Some Problems Posed by Wave Propagation at 8 mm and 3 cm Wavelength over the Sea and through Rain», *Ann. Telecomm.*, 1956, **11**, Nos. 11 and 12, pp. 233 and 267.
162. K i e l y, D. G.: «Some Measurements of Fading at a Wavelength of 8 mm over a Very Short Sea Path», *J. Brit. I. R. E.*, 1954, **14**, p. 89.
163. K i e l y, D. G.: «Rain Clutter Measurements with C. W. Radar Systems Operating in the 8 mm Wavelength Bands», *Proc. I. E. E.*, 1954, **101**, pt III, p. 101.
164. K i e l y, D. G., R o b i n s o n, S. J., and C h e s t e r m a n, F. C.: «Experimental Study of Some Fading Characteristics of 10 cm Waves in the Scatter Region», *J. Brit. I. R. E.*, 1956, **17**, p. 161.
165. K i n g, G. W., H a i n e r, R. M., and C r o s s, P. C.: «Expected

- Microwave Absorption Coefficients of Water and Reated Molecules», *Phys. Rev.*, 1947, **71**, p. 433.
166. Kitchen, F. A., Joy, W. R. R., and Richards, E. G.: «Influence of the Semi-Permanent Low-Level Ocean Duct on Centimetre-Wave Scatter Propagation Beyond the Horizon», *Nature*, 1958, **182**, p. 385.
  167. Klingner, H. H.: «Effect of the Atmosphere on Microwaves», *Z. Meteorol.*, 1948, **2**, p. 314.
  168. Kockel, B.: «The Sommerfeld Ground Wave», *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1958, **1**, p. 145.
  169. Kono, T., Nishikori, K., Fukushima, M., Ikeda, M., and Yoshida, N.: «Experimental Studies on Diffracted Waves from a Mountain at 3000 Mc/s», *J. Radio Res. Lab. (Tokyo)*, 1955, **2**, p. 163.
  170. Kraus, G.: «An Interpretation of the Statistics of Fading Over Optical-Range Microwave Radio Paths», *Arch. elekt. Übertragung*, 1956, **10**, p. 19.
  171. Kühn, U.: «A Contribution to the Knowledge of Propagation at 1.3 Gc/s based on Measurements over a Transmission Path within Optical Range», *Tech. Mitt. BRF*, 1957, **1**, p. 4.
  172. Kühn, U.: «Investigations of Propagation over Radio-Link Paths Within and Beyond Optical Range at 1.1 to 1.3 Gc/s», *Tech. Mitt. BRF*, 1959, **3**, p. 32.
  173. Kurihara, Y.: «Transhorizon Microwave Propagation over Hilly Terrain», *Proc. I. R. E.*, **43**, p. 1362.
  174. Labrun, N. R.: «The Scattering of Radio Waves by Meteorological Particles», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 1324.
  175. Lagrone, A. H.: «Volume Integration of Scattered Radio Waves», *Proc. I. R. E.*, 1952, **40**, p. 54.
  174. Lomont, H. R. L., and Watson, D. G. D.: «Millimetre Wave Propagation», *Nature*, 1946, **158**, p. 943.
  177. Lomont, H. R. L.: «Atmospheric Absorption of Microwaves», *Phys. Rev.*, 1948, **74**, p. 353.
  178. Lomont, H. R. L.: «Atmospheric Absorption of Millimetre Waves», *Proc. Phys. Soc.*, 1948, **61**, p. 562.
  179. Langer, R. E.: «Asymptotic Solutions of a Differential Equation in the Theory of Microwave Propagation», *Commun. pure appl. Math.*, 1950, **3**, p. 427.
  180. Langille, R. C., and Thain, R. S.: «Some Quantitative Measurements of Three Centimetre Radar Echoes from Falling Snow», *Canad. J. Phys.*, 1951, **29**, p. 482.
  181. Leadabrand, R. L., and Peterson, A. M.: «Radio Echoes from Auroral Ionization Detected at Relatively Low Geomagnetic Latitudes», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 65.
  182. Leadabrand, R. L., and Yabroff, I.: «The Geometry of Auroral Communications», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 80.
  183. Leadabrand, R. L., Presnell, R. I., Berg, M. R., and Dyce, R. B.: «Doppler Investigations of the Radar Aurora at 400 Mc/s», *J. geophys. Res.*, 1959, **64**, p. 1197.
  184. Leadabrand, R. L., Dolphin, L., and Peterson, A. M.: «Preliminary Results of 400-Mc/s Radar Investigations of Auroral Echoes at College, Alaska», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 127.
  185. Ligda, M. G. H.: «The Radar Observations of Lightning», *J. atmos. terrest. Phys.*, 1956, **9**, p. 329.
  186. Little, C. G., Rayton, W. M., and Roof, R. B.: «Review of Ionospheric Effects at V. H. F. and U. H. F.», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 992.
  187. Lovell, A. C. B., and Clegg, J. A.: «Characteristics of Radio Echoes from Meteor Trails», *Proc. Phys. Soc.*, 1948, **60**, p. 491.

- \*188. Lysanov, Y. P.: «Theory of Wave Scattering on Periodically Uneven Surfaces», *Akust. Zh.*, 1958, 4, p. 3.
189. MacDonald, F. C.: «Correlation of Radar Sea Clutter on Vertical and Horizontal Polarizations with Wave Height and Slope», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1956, pt I, p. 29.
190. McKinley, D. W. R., and Millman, P. M.: «Long Duration Echoes from Aurora, Meteors and Ionospheric Back-Scatter», *Canad. J. Phys.*, 1953, 31, p. 171.
191. McKinley, D. W. R.: «Dependence of Integrated Duration of Meteor Echoes on Wavelength and Sensitivity», *Canad. J. Phys.*, 1954, 32, p. 450.
192. McPetrie, J. S., and Ford, L. H.: «Some Experiments on the Propagation over Land of Radiation of 9.2 cm Wavelength, especially on the Effect of Obstacles», *J. I. E. E.*, 1946, 93, pt IIIA, No. 3, p. 531.
193. McPetrie, J. S., Starnecki, B., Jarkowski, H., and Sicinski, L.: «Oversea Propagation on Wavelengths of 3 and 9 cms», *Proc. I. R. E.*, 1949, 37, p. 243.
194. McPetrie, J. S., and Starnecki, B. J.: «Low-level Atmospheric Ducts», *Nature*, 1948, 162, p. 818.
195. Macfarlane, G. G.: «The Application of a Variational Method to the Calculation of Radio-Wave Propagation Curves for an Arbitrary Refractive Index Profile in the Atmosphere», *Proc. Phys. Soc.*, 1948, 61, p. 48.
196. Magee, J. B., and Crain, C. M.: «Recording Microwave Hygrometer», *Rev. sci. Instrum.*, 1958, 29, p. 51.
197. Mainstone, J. S., Elford, W. G., and Weiss, A. A.: «A Suggested Improvement to the C. W. Technique for Measurement of Meteor Velocities», *Austral. J. Phys.*, 1958, 11, p. 277.
198. Marshall, J. S., and Gunn, K. L. S.: «Measurement of Snow Parameters by Radar», *J. Meteorol.*, 1952, 9, p. 322.
199. Marshall, J. S.: «Frontal Precipitation and Lightning Observed by Radar», *Canad. J. Phys.*, 1953, 31, p. 194.
200. Mathur, L. S., Dutta, B. N., and Mitra, H.: «Radar Echoes from Monsoon Rain», *Indian J. Meteorol. Geophys.*, 1954, 5, p. 173.
201. Matsuo, S., Ugai, S., Kakita, K., Ikegami, F., and Kono, Y.: «Microwave Fading», *Rep. Elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1953, 1, p. 38.
202. Megaw, E. C. S.: «Experimental Studies of the Propagation of Very Short Waves», *J. I. E. E.*, 1946, 93, pt IIIA, No. 1, p. 79.
203. Megaw, E. C. S.: «Scattering of Electromagnetic Waves by Atmospheric Turbulence», *Nature*, 1950, 166, p. 1100.
204. Megaw, E. C. S.: «Waves and Fluctuations», *Proc. I. E. E.*, 1953, 100, pt III, p. 1.
205. Megla, G.: «A Contribution on the Origin of Multipath Propagation of Microwaves», *Nachr. tech.*, 1958, 8, p. 389.
206. Meier, R.: «Investigations in the Tenth-Millimetre Wavelength Region», *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1953, 12, p. 26.
207. Meinel, A. B.: «Doppler-Shifted Auroral Hydrogen Emission», *Astrophys. J.*, 1951, 113, p. 50.
208. Miles, V. G.: «Interpretation of the Height-versus-Time Presentation of Radar Echoes», *J. Meteorol.*, 1956, 13, p. 362.
209. Miles, V. G.: «Resolution in Height of a Radar Pulse», *J. Meteorol.*, 1955, 12, p. 107.
210. Miles, V. G.: «Radar Echoes associated with Lightning», *J. atmos. terrest. Phys.*, 1953, 3, p. 528.
211. Millar, J. Z., and Byam, L. A.: «A Microwave Propagation Test», *Proc. I. R. E.*, 1950, 38, p. 619.
212. Millington, G.: «Tropospheric Scatter Propagation», *Electronic Engng*, 1958, 30, p. 248.

213. Millington, G.: «Propagation at Great Heights in the Atmosphere», *Marconi Rev.*, 1958, **21**, No. 131, p. 143.
214. Milnes, B., and Unwin, R. S.: «A Radio-Meteorological Investigation in the South Island of New Zealand», *Proc. Phys. Soc.*, 1950, **63B**, p. 595.
215. Misme, P.: «Influence of Frontal Discontinuities on the Propagation of Decimetric and Centimetric Waves», *Ann. Telecomm.*, 1957, **12**, p. 189.
216. Misme, P.: «The Correlation between the Electric Field at a Great Distance and a New Radio-Meteorological Parameter», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 289.
217. Mitra, H.: «Radar Observations of a Thunderstorm», *Indian J. Meteorol. Geophys.*, 1955, **6**, p. 119.
218. Moler, W. F., and Holden, D. B.: «Tropospheric Scatter Propagation and Atmospheric Circulations», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1960, **64D**, p. 81.
219. Moore, R. K.: «Theory of Radio Scattering from the Aurora», *Trans. I. R. E.*, 1952, **AP-3**, No. 4, p. 217.
220. Moore, R. K., and Williams, C. S.: «Radar Terrain Return at Near-Vertical Incidence», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 228.
221. Muchmore, R. B., and Wheelon, A. D.: «Line-of-Sight Propagation Phenomena—I. Ray Treatment», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1437.
222. Mueller, G. E.: «Propagation of 6-Millimetre Waves», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 181.
223. Neugebauer, H. E. J., and Bachynski, M. P.: «Diffraction by Smooth Cylindrical Mountains», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1619.
224. Nishikori, K., Kurihara, Y., Fukushima, M., and Ikeda, M.: «Broad- and Narrow-Beam Investigations of S. H. F. Diffraction by Mountain Ridges», *J. Radio Res. Lab. (Tokyo)*, 1957, **4**, p. 407.
225. Nishikori, K., Takahira, A., and Irie, H.: «Microwave Propagation over the Sea Beyond the Line of Sight», *J. Radio Res. Lab. (Tokyo)*, 1959, **6**, No. 23, p. 57.
226. Norton, K. A.: «Transmission Loss in Radio Propagation», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 146.
227. Norton, K. A., Rice, P. L., Janes, H. B., and Barsis, A. P.: «The Rate of Fading in Propagation through a Turbulent Atmosphere», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1341.
228. Norton, K. A., Rice, P. L., and Vogler, L. E.: «The Use of Angular Distance in Estimating Transmission Loss and Fading Range for Propagation through a Turbulent Atmosphere over Irregular Terrain», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1488.
229. Norton, K. A.: «System Loss in Radio Wave Propagation», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1959, **63D**, p. 53.
230. Ohman, G. P.: «Universal Curves for the Vertical Polarization Reflection Coefficient», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 140.
231. Okamura, S., Funakawa, K., Uda, H., Kato, J., and Oguchi, T.: «On the Measurement of Attenuation by Rain at 8.6 mm Wavelength», *J. Radio Res. Lab. (Tokyo)*, 1959, **6**, p. 255.
232. Omori, T., and Sato, R.: «Multipath Propagation of Microwaves», *Rep. Elect. Commun. Lab. (Tokyo)*, 1958, **6**, p. 1.
233. Onoue, M., Nishikori, K., Nenohi, M., Takahira, A., Irie, H., and Usui, R.: «Microwave Propagation over the Sea beyond the Line of Sight», *J. Radio Res. Lab. (Tokyo)*, 1957, **4**, p. 395.
234. Onoue, M., Nenohi, M., Usui, R., and Irie, H.: «Radio Transmission Experiments of Microwaves over the Sea», *J. Radio Res. Lab. (Tokyo)*, 1956, **3**, p. 141.
235. Ortusi, J.: «The Propagation of Metre and Centimetre Waves: Determination of the Transmission Equivalent», *Ann. Radioelect.*, 1954, **9**, p. 227.

236. Paul, D. I.: «Scattering of Electromagnetic Waves in Beyond-the-Horizon Radio Transmission», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 61.
237. Peake, W. H.: «Theory of Radar Return from Terrain», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, **7**, pt I, p. 27.
238. Pekeris, C. L.: «Wave Theoretical Interpretation of Propagation of 10 Centimetre and 3 Centimetre Waves in Low-Level Ocean Ducts», *Proc. I. R. E.*, 1947, **35**, p. 453.
239. Perers, O. F., Stjernberg, B. K. E., and Forsgren, S. K. H.: «Microwave Propagation in the Optical Range», *Acta polytech.*, 1951, **87**, p. 1.
240. Perlat, A., and Voge, J.: «Atmospheric Attenuation of Millimetre and Centimetre Waves», *Ann. Telecomm.*, 1953, **8**, p. 395.
241. Phillips, C. E.: «Microwave Scattering by Turbulent Air», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 245.
242. Piggott, W. R.: «The Reflection and Absorption of Radio Waves in the Ionosphere», *Proc. I. E. E.*, 1953, **100**, pt III, p. 61.
243. Plank, V. G., Atlas, D., and Paulsen, W. H.: «The Nature and Detectability of Clouds and Precipitation as determined by 1.25-cm Radar», *J. Meteorol.*, 1955, **12**, p. 358.
244. Ratcliffe, J. A.: «Diffraction from the Ionosphere and the Fading of Radio Waves», *Nature*, 1948, **162**, p. 9.
245. Rice, S. O.: «Reflection of Electromagnetic Waves from Slightly Rough Surfaces», *Commun. pure appl. Math.*, 1951, **4**, p. 351.
246. Rice, S. O.: «Statistical Fluctuations in Radio Field-Strength far Beyond the Horizon», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 274.
247. Rice, S. O.: «Diffraction of Plane Radio Waves by a Parabolic Cylinder—Calculation of Shadows behind Hills», *Bell Syst. tech. J.*, 1954, **33**, p. 417.
248. Richards, E. G.: «The Estimation of Transmission Loss in the Trans-Horizon Region», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 8, p. 177.
249. Rider, G. C.: «Some Tropospheric Scatter Propagation Measurements and Tests of Aerial Siting Conditions at 858 Mc/s», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 8, p. 143.
250. Ringwalt, D. L., Ament, W. S., and MacDonald, F. C.: «Measurements of 1250-Mc/s Scatter Propagation as Function of Meteorology», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 208.
251. Robbins, R. L.: «Measurement of Path Loss between Miami and Key West at 3675 Mc/s», *Trans. I. R. E.*, 1953, **AP-1**, p. 5.
252. Robertson, S. D., and King, A. P.: «The Effect of Rain upon the Propagation of Waves in the 1- and 3-Centimetre Regions», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 178.
253. Robinson, N. P.: «Measurements of the Effects of Rain, Snow and Fogs on 8.6 mm Radar Echoes», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102**, pt III, p. 709.
254. Ryde, J. W.: «The Attenuation of Centimetre Radio Waves and the Echo Intensities Resulting from Atmospheric Phenomena», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, p. 101.
255. Ryde, J. W.: «The Attenuation and Radar Echoes produced at Centimetre Wavelengths by Various Meteorological Phenomena» (Physical Society, London, 1946).
256. Sargent, J.: «Recording Microwave Hygrometer», *Rev. sci. Instrum.*, 1959, **30**, p. 348.
257. Saxton, J. A., and Hopkins, H. G.: «Some Adverse Influences of Meteorological Factors on Marine Navigational Radar», *Proc. I. E. E.*, 1951, **98**, pt III, p. 26.
258. Saxton, J. A.: «Scatter Propagation and its Application to Television», *J. Televis. Soc.*, 1957, **8**, p. 273.
259. Saxton, J. A.: «Tropospheric Scatter Propagation», *Wireless Wld*, 1956, **62**, p. 587.
260. Schelling, J. C., Burrows, C. R., and Ferrell, E. B.: «Ultra Short Wave Propagation», *Proc. I. R. E.*, 1933, **21**, p. 427.

261. Schooley, A. H.: «Some Limiting Cases of Radar Sea Clutter Noise», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 1043.
262. Schouten, J. P., and Hoop, A. T. de: «The Reflection of a Plane Electromagnetic Wave by a Perfectly Conducting Rough Surface», *Ann. Telecomm.*, 1957, **12**, No. 5, p. 211.
263. Schunemann, R., and Steffen, W.: «A Microwave Refractometer», *Hochfreq. Elektroak.*, 1958, **67**, p. 78.
264. Senior, T. B. A.: «Radio Propagation over a Discontinuity in the Earth's Electrical Properties: Parts 1 and 2», *Proc. I. E. E.*, 1957, **104C**, pp. 43 and 139.
265. Sharpless, W. M.: «Measurement of the Angle of Arrival of Microwaves», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 837.
266. Sherwood, E. M., and Ginzton, E. L.: «Reflection Coefficients of Irregular Terrain at 10 cm», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 877.
267. Shostak, A.: «Atmospheric Absorption Chart», *Electronics*, 1952, **25**, February, p. 134.
268. Silverman, R. A.: «Some Remarks on Scattering from Eddies», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1253.
269. Silverman, R. A.: «Turbulent Mixing Theory Applied to Radio Scattering», *J. appl. Phys.*, 1956, **27**, p. 699.
270. Silverman, R. A.: «Fading of Radio-Waves Scattered by Dielectric Turbulence», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 506.
271. Smith, R. A., Franklin, E., and Whiting, F. B.: «Accurate Measurement of the Group Velocity of Radio Waves in the Atmosphere, using Radar Technique», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt III, p. 391.
272. Smith-Rose, R. L.: «A Preliminary Investigation of Radio Transmission Conditions over Land and Sea on Centimetre Wavelengths», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 1, p. 98.
273. Sofer, E.: «Phase-Coherent Back-Scatter of Radio Waves at the Surface of the Sea», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, p. 383.
274. Sommerfeld, A.: «On the Spreading of Waves in Wireless Telegraphy», *Ann. Phys. (Leipzig)*, 1909, **28**, p. 665.
275. Spetner, L. M.: «A Statistical Model for Forward Scattering of Waves off a Rough Surface», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, p. 88.
276. Staras, H., and Wheelon, A. D.: «Theoretical Research on Tropospheric Scatter Propagation in the United States», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, No. 1, p. 80.
277. Staras, H.: «Scattering of Electromagnetic Energy in a Randomly Inhomogeneous Atmosphere», *J. appl. Phys.*, 1952, **23**, p. 1152.
278. Staras, H.: «Antenna-to-Medium Coupling Loss», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 228.
279. Staras, H.: «Forward Scattering of Radio Waves by Anisotropic Turbulence», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1374.
280. Straiton, A. W., Metcalf, D. E., and Tolbert, C. W.: «A Study of Tropospheric Scattering of Radio Waves», *Proc. I. R. E.*, 1951, **39**, p. 643.
281. Straiton, A. W., and Tolbert, C. W.: «Measurement and Analysis of Instantaneous Radio Height-Gain Curves at 8.6 mm over Rough Surfaces», *Trans. I. R. E.*, 1956, **AP-4**, p. 346.
282. Straiton, A. W.: «Microwave Phase Front Measurements for Overwater Paths of 12 and 32 miles», *Proc. I. R. E.*, 1949, **37**, p. 808.
283. Straiton, A. W.: «Microwave Radio Reflection from Ground Surfaces», *Trans. I. R. E.*, 1952, **AP-4**, p. 37.
284. Straiton, A. W., and Gerhardt, J. R.: «Results of Horizontal Microwave Angle-of-Arrival Measurements by the Phase-Difference Methods», *Proc. I. R. E.*, 1948, **36**, p. 916.
285. Straiton, A. W., and LaGrone, A. H.: «Microwave Angle Separation on a Two-and-One Half Mile Overwater Path», *J. appl. Phys.*, 1950, **21**, p. 188.

286. Straiton, A. W., and Smith, H. W.: «Progression fo Microwave Radio Scintillations at Wind Speed Overwater Path», *Proc. I. R. E.*, 1950, **38**, p. 825.
287. Straiton, A. W., La Grone, A. H., and Smith, H. W.: «Comparison of Measured and Calculated Microwave Signal Strengths, Phase and Index of Refraction», *Proc. I. R. E.*, 1950, **38**, p. 45.
288. Styles, R. S., and Campbell, F. W.: «Radar Observations of Rain from Non-Freezing Clouds», *Austral. J. Phys.*, 1953, **6**, p. 73.
289. Taylor, R. C.: «Terrain Return Measurements at X,  $K_U$  and  $K_A$  Bands», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 19.
290. Theissing, H. H., and Caplan, P. J.: «Atmospheric Attenuation of Solar Millimetre Wave Radiation», *J. appl. Phys.*, 1956, **27**, p. 538.
291. Thompson, H. A., and Hickern, E. M.: «Radio Technique and Apparatus for the Study of Centimetre-Wave Propagation», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 9, p. 1367.
292. Thompson, L. E.: «Microwave Propagation Experiments», *Proc. I. R. E.*, 1948, **36**, p. 671.
293. Thompson, M. C., and Vetter, M. J.: «Compact Microwave Refractometer for Use in Small Aircraft», *Rev. sci. Instrum.*, 1958, **29**, p. 1093.
294. Thompson, M. C., and Janes, H. B.: «Measurement of Phase Stability over a Low-Level Tropospheric Path», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1959, **63D**, p. 45.
295. Thorn, D. C., and Straiton, A. W.: «Design of Open-Ended Microwave Resonant Cavities», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MTT-7**, p. 389.
296. Tidd, W. H.: «Demonstration of Bandwidth Capabilities of Beyond-Horizon Tropospheric Radio Propagation», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1297.
297. Tolbert, C. W., and Straiton, A. W.: «Experimental Measurement of the Absorption of Millimetre Radio Waves over Extended Ranges», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 239.
- \*298. Troitski, V. N.: «Reflection of Ultra-Short Waves at Layer Inhomogeneities of the Troposphere», *Radiotekhnika*, 1956, **11**, p. 7.
- \*299. Troitski, V. N.: «The Possible Transmission Band for Long-Range Tropospheric Propagation», *Radiotekhnika*, 1956, **11**, p. 3.
300. Trolese, L. G.: «Characteristics of Tropospheric Scattered Fields», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1300.
301. Trolese, L. G., Day, J. P., and Hopkins, R. U. F.: «Propagation Characteristics of Microwave Optical Links», *Trans. I. R. E.*, 1952, **AP-4**, p. 31.
302. Tukizi, O.: «On the Frequency of the Scintillation Fading of Microwaves», *J. Phys. Soc. Japan*, 1953, **8**, p. 130.
303. Tukizi, O.: «Diffraction Theory of Tropospheric Propagation Near and Beyond the Radio Horizon: Parts 1 and 2», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, pp. 261 and 268.
304. Tversky, V.: «On Scattering and Reflection of Electromagnetic Waves by Rough Surfaces», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 81.
305. Van Valkenberg, M. E.: «The Two-Helix Method for Polarization Measurement of Meteoric Radio Echoes», *J. geophys. Res.*, 1954, **59**, p. 359.
306. Van Vleck, J. H.: «The Absorption of Microwaves by Oxygen», *Phys. Rev.*, 1947, **71**, p. 413.
307. Van Vleck, J. H.: «The Absorption of Microwaves by Uncondensed Water Vapour», *Phys. Rev.*, 1947, **71**, p. 425.
308. Vecchiacchi, F.: «Propagation Tests at a Frequency of 1000 Mc/s over Various Paths», *Alta Frequenza*, 1956, **25**, p. 100.
309. Vikram Singh, R., Rao, M. N., and Uda, S.: «Microwave Field Strength and Fading in the Presence of Intervening Ridges», *J. Instn Telecomm. Engrs (New Delhi)*, 1957, **4**, No. 1, p. 18.
310. Villars, F., and Weisskopf, V. F.: «On the Scattering of

- Radiowaves by Turbulent Fluctuations of the Atmosphere», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1232.
311. Wait, J. R.: «Transmission and Reflection of Electromagnetic Waves in the Presence of Stratified Media», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1958, **61**, p. 205.
  312. Waterman, A. T., Bryant, N. H., and Miller, R. E.: «Some Observations of Antenna-Beam Distortion in Trans-Horizon Propagation», *Trans. I. R. E.*, 1957, **AP-5**, p. 260.
  313. Waterman, A. T.: «A Rapid Beam-Swinging Experiment in Trans-Horizon Propagation», *Trans. I. R. E.*, 1958, **AP-6**, No. 4, p. 338.
  314. Wheelon, A. D.: «Relation of Radio Measurements to the Spectrum of Tropospheric Dielectric Fluctuations», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 684.
  315. Wheelon, A. D.: «Near-Field Corrections to Line-of-Sight Propagation», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1459.
  316. Wheelon, A. D., and Muchmore, R. B.: «Line-of-Sight Propagation Phenomena. II. Scattered Components», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1450.
  317. Willshaw, W. E., Lamont, H. R. L., and Hickin, E. M.: «Experimental Equipment and Techniques for a Study of Millimetre-Wave Propagation», *Proc. I. R. E.*, 1955, **102**, pt III, p. 99.
  318. Wiltsie, J. C., Schlesinger, S. P., and Johnson, C. M.: «Back Scattering Characteristics of the Sea in the Region from 10 to 50 kMc/s», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 220.
  319. Wolff, I., and Linder, E. G.: «Transmission of 9-cm Electromagnetic Waves», *Broadcast News*, 1935, **18**, p. 10.
  320. Wong, M. S.: «Refraction Anomalies in Airborne Propagation», *Proc. I. R. E.*, 1958, **46**, p. 1628.
  321. «British Research into Radio Propagation by Tropospheric Scatter», *Engineer*, 1956, **202**, No. 5257, p. 595.
  322. «Forward Scatter by Wireless Waves», *Engineer*, 1956, **802**, No. 5246, p. 210.
  323. «Scatter Propagation», *Wireless Wld*, 1958, **64**, No. 3, p. 124.
  324. Tomlinson, H. T., and Straiton, A. W.: «Analysis of 3 cm Height — Gain Curves taken over Rough Terrain», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 405.
  325. Kummer, W. H.: «Sweep-Frequency Studies in Beyond-the-Horizon Propagation», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 428.
  326. Doherty, L. H.: «A Scatter Propagation Experiment using an Array of Six Paraboloids», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 419.
  327. Batta, L. J.: «Radar Meteorology» (University Press, Chicago, 1959).
  328. Hunter, I. M.: «Polarization of Radar Echoes from Meteorological Precipitation», *Nature*, 1954, **173**, p. 165.
  329. Maynard, R. H.: «Radar and Weather», *J. Meteorol.*, 1945, **2**, p. 214.
  330. Wexler, H.: «Structure of Hurricanes as Determined by Radar», *Ann. N. Y. Acad. Sci.*, 1947, **143**, p. 820.
  331. Hewitt, F. J.: «The Study of Lightning Streamers with 50 cm Radar», *Proc. Phys. Soc.*, 1953, **66**, p. 895.
  332. Browne, I. C.: «A Radar Echo from Lightning», *Nature*, 1951, **167**, p. 438.
  333. Jones, R. F.: «Radar Echoes from Lightning», *Quart. J. Roy. Meteorol. Soc.*, 1954, **80**, p. 579.
  334. Levin, E., Muchmore, R. B., and Wheelon, A. D.: «Aperture-to-Medium Coupling on Line-of-Sight Paths: Fresnel Scattering», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 142.
  335. Atlas, D., Harper, W. G., Ludlam, F. H., and Macklin, W. C.: «Radar Scatter by Large Hail», *Quart. J. Roy. Meteorol. Soc.*, 1960, **86**, p. 468.
  336. Kitchen, F. A., Joy, W. R. R., and Richards, E. G.: «Some Factors influencing 3 cm Radio-Wave Propagation Oversea within and beyond the Radio Horizon», *Proc. I. R. E.*, 1961, **108B**, p. 257.

337. A b i l d, B.: «Behaviour of Centimetre Waves in Rainy Weather», *Elektron. Rdsch.*, 1956, 10, p. 249.
338. W i l l e, H.: «Results of Propagation Measurements on a 15-Gc/s Link», *V. D. E. Fachber.*, 1956, 19, p. 91, and *Nachr. Tech. Fachber.*, 1957, 6, p. 91.
339. M e a d o w s, R. W.: «Tropospheric Scatter Observations at 3,480 Mc/s with Aerials of Variable Spacing», *Proc. I. E. E.*, 1961, 108B, p. 349.
340. L a n e, J. A., F r o o m e, D. S., and M c C o n n e l l, G. J.: «The Construction and Performance of an Airborne Microwave Refractometer», *Proc. I. E. E.*, 1961, 108B, p. 398.
341. G h o s h, S. N., and M a l a v i y a, V.: «Microwave Absorption in the Earth's Atmosphere», *J. atmos. terrest. Phys.*, 1961, 21, p. 243.
342. T o l b e r t, C. W., and S t r a i t o n, A. W.: «An Analysis of Recent Measurements of the Atmospheric Absorption of Millimetric Radio Waves», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 649.
343. S t r a i t o n, A. W., and T o l b e r t, C. W.: «Millimetres — The New Radio Frontiers», *Microwave J.*, 1960, 3, January, p. 37.
344. E a s t w o o d, E., I s t e d, G. A., and B e l l, J. D.: «Radar Echoes from the Aurora at 1,300 Mc/s», *Nature*, 1961, 189, p. 115.
345. S p e t n e r, L. M., and K a t z, I.: «Two Statistical Models for Radar Terrain Return», *Trans. I. R. E.*, 1960, AP-8, p. 242.
346. E d i s o n, A. R., M o o r e, R. K., and W a r n e r, B. D.: «Radar Terrain Return Measured at Near-Vertical Incidence», *Trans. I. R. E.*, 1960, AP-8, p. 246.
347. A n d e r s o n, W. L., B e y e r s, N. J., and R a i n e y, R. J.: «Comparison of Experimental with Computed Tropospheric Refraction», *Trans. I. R. E.*, 1960, AP-8, p. 456.
348. S t r a i t o n, A. W., and T o l b e r t, C. W.: «Anomalies in the Absorption of Radio Waves by Atmospheric Gases», *Pros. I. R. E.*, 1960, 48, p. 898.
349. H i c k s, B. L., K n a b l e, N., K o v a l y, J. J., N e w e l l, G. S., R u i n a, J. P., and S h e r w i n, C. W.: «The Spectrum of X-Band Radiation Back-Scattered from the Sea Surface», *J. geophys. Res.*, 1960, 65, p. 825.
350. S u z u k i, M.: «Equivalent Reflection Coefficient in 9 kMc/s-Band Propagation over Snow-Covered Terrain», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1959, 42, p. 490.
351. K a t z, I., and S p e t n e r, L. M.: «Polarization and Depression-Angle Dependence of Radar Terrain Return», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1960, 64D, p. 483.
352. T a k a h i r a, A., I r i e, H., and N a k a m u r a, T.: «Observational Results of V. H. F., U. H. F., and S. H. F. Propagation Beyond the Radio Horizon», *J. Radio Res. Lab. (Tokyo)*, 1960, 7, p. 197.
353. H i r a i, M., N i s h i k o r i, K., F u k u s h i m a, M., K u r i h a r a, Y., I n o u e, R., I k e d a, M., N i w a, S., and K i d o, Y.: «Studies in the U. H. F. Overland Propagation Beyond the Horizon», *J. Radio Res. Lab. (Tokyo)*, 1960, 7, p. 137.
354. U d a, S.: «Note on Microwave Propagation just Beyond Horizon in the Torrid Zone», *Sci. Rep. Res. Insts Tohoku Univ.*, 1959, 11B, p. 11.
355. G e i g e r, G. Y., F r e n a i s, N. D. La, and L u c a s, W. J.: «Propagation Measurements at 3,480 and 9,640 Mc/s beyond the Radio Horizon», *Proc. I. E. E.*, 1960, 107B, p. 531.
356. M a r t i n, S. J.: «A Note on Scatter Propagation», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 1915.
357. B u g n o l o, D. S.: «Radio Star Scintillation and Multiple Scattering in the Ionosphere», *Trans. I. R. E.*, 1961, AP-9, p. 89.
358. Y a m a d a, R.: «Reflection of Electromagnetic Waves from a Stratified Inhomogeneity», *Trans. I. R. E.*, 1961, AP-9, p. 364.
359. C h i s h o l m, J. H., G o o d m a n, S. J., K e n n e d y, J. M.,

- Lambert, L. B.; Rainville, L. P., and Roche, J. F.: «Frequency Variations due to Over-the-Horizon Tropospheric Propagation», *Trans. I. R. E.*, 1961, **AP-9**, p. 384.
360. Frän z, K.: «The Attenuation of Very Short Electric Waves in their Passage through Clouds and Mist», *Hochfreq. Elektroak.*, 1940, **55**, p. 141.
361. Peterson, H. O.: «Ultra-High-Frequency Propagation Formulas», *RCA Rev.*, 1939, **4**, p. 162.
362. Marconi, G.: «The Propagation of Microwaves to Considerable Distances», *Ricerca sci.*, 1933, **2**, p. 71.
363. Clavier, A. G.: «Propagation Tests with Micro-Rays», *Elect. Commun.*, 1937, **15**, p. 211.
364. Flock, W. L., Mackey, R. C., and Hershberger, W. D.: «Propagation at 36 kMc/s in the Los Angeles Basin», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 235.
365. Crain, C. M., Straiton, A. W., and Rosenberg, C. E. von: «A Statistical Survey of Atmospheric Index-of-Refractive Variation», *Trans. I. R. E.*, 1953, **AP-1**, October, p. 43.
366. Megaw, E. C. S.: «Fundamental Radio Scatter Propagation Theory», *Proc. I. E. E.*, 1957, **104C**, p. 441.
367. Forsyth, P. A., Vogan, E. L., Hansen, D. R., and Hines, C. O.: «The Principles of Janet — a Meteor-Burst Communication System», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1642.
368. Hey, J. S., Parsons, S. J., and Stewart, G. S.: «Radar Observations of the Giacobini Meteor Shower of 1946», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1947, **107**, p. 176.
369. Isaacson, S.: «Enhancement of Radar Signals by Double Bounce Circular Polarization», *Internat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1961, **9**, pt 1, p. 10.
370. Katzenstein, H., and Marson, I.: «A K<sub>A</sub>-Band Radar for Cloud Base and Top Measurements», *Internat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1961, **9**, pt 5, p. 105.
371. Belatini, P. C. M. de: «Inadequacy of Scatter Mechanisms in Tropospheric Radio Propagation», *Nature*, 1959, **184**, p. 1558.
372. Kelly, P. E., Hansen, D. R., and Forsyth, P. A.: «The Azimuthal Distribution of Ultra-High-Frequency Radar Echoes from Aurora», *Canad. J. Phys.*, 1961, **39**, p. 1535.
373. Lockwood, G. E. K.: «Determination of Radar Auroral Heights with the Prince Albert Radar», *Canad. J. Phys.*, 1961, **39**, p. 1725.
374. Greenhow, J. S., and Watkins, C. D.: «Radar Investigations of the Upper Atmosphere», *J. Brit. I. R. E.*, 1961, **22**, p. 477.
375. Donaldson, R. J.: «Radar Reflectivity Profiles in Thunderstorms», *J. Meteorol.*, 1961, **18**, p. 292.
376. Steffen, W.: «A Battery-Driven Microwave Refractometer of Small Size», *Hochfreq. Elektroak.*, 1961, **70**, p. 47.
377. Battan, L. J., and Herman, B. M.: «Back-Scattering of 3·21-Centimetre Radiation by Water Bubbles», *J. geophys. Res.*, 1961, **66**, p. 3255.
378. Bruun, R. J.: «Millimetre-Wave Radar is Used in Japanese Weather Station», *Electronics*, 1962, **35**, January 12th, p. 20.
379. Gossard, E. E.: «The Reflection of Microwaves by a Refractive Layer Perturbed by Waves», *Trans. I. R. E.*, 1962, **AP-10**, p. 317.
380. Barton, J. H.: «A Selective Survey of Soviet-Bloc Scatter Developments», *Trans. I. R. E.*, 1962, **AP-10**, p. 335.
381. Hogg, D. C., and Yeh, L. P.: «The Aperture-to-Medium Coupling Loss in Beyond-Horizon Propagation», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 1529.
382. Barber, D., Sutcliffe, H. K., and Watkins, C. D.: «Some Radar Observations of Meteors and Aurorae at 300 and 500 Mc/s using a Large Radio Telescope», *J. atmos. terrest. Phys.*, 1962, **24**, pp. 585 and 599.

383. Carpenter, R. J., and Ochs, G. R.: «High-Resolution Pulse Measurements of Meteor-Burst Propagation at 41 Mc/s over a 1,295-km Path», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1962, **66D**, p. 249.
384. Schooley, A. H.: «Upwind — Downwind Ratio of Radar Return Calculated from Facet Size Statistics of a Wind-Disturbed Water Surface», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 456.
385. Wolf, E., Kopeck, R., and Mondloch, A.: «Millimetre Wavelength Atmospheric Absorption», *Proc. I. R. E.*, 1962, **50**, p. 478.
386. Bean, B. R., Fehlhauer, L., and Grosskopf, J.: «Radio Meteorology and its Significance in the Propagation of Metre, Decimetre and Centimetre Waves over Long Distances», *Nachr. Tech. Z.*, 1962, **15**, p. 9.
387. Gjessing, D. T.: «On the Scattering of Electromagnetic Waves by Nonisotropic Inhomogeneities in the Atmosphere», *J. geophys. Res.*, 1962, **67**, p. 1017.
388. Ugai, S., Kaneda, Y., and Amekura, T.: «Microwave Propagation Test in Mirage District», *Rev. elect. commun. Lab. Tokyo*, 1961, **9**, p. 687.
389. Lewin, L.: «Diversity Reception and Automatic Phase Correction», *Proc. I. E. E.*, 1962, **109B**, p. 295.
390. Sidwell, J. M.: «A Diversity Combiner giving Total Power Transfer», *Proc. I. E. E.*, 1962, **109B**, p. 305.

\* \* \*

158. «Распространение ультракоротких радиоволн». Пер. с англ., под ред. Б. А. Шиллерова. Изд-во «Советское радио», 1954.
188. Лысанов Ю. П. Рассеяние волн на периодических неровных поверхностях. «Акустический журнал», 1958, т. 4, стр. 3.
298. Троицкий В. Н. Отражение ультракоротких волн от слонстых неоднородностей тропосферы. «Радиотехника», 1956, т. 11, № 1, стр. 7.
299. Троицкий В. Н. О возможной полосе передачи в случае дальнего тропосферного распространения. «Радиотехника», 1956, т. 11, № 9, стр. 3.
-

---

## Г Л А В А 24

### РАДИОРЕЛЕЙНЫЕ ЛИНИИ СВЯЗИ

#### 24.1. ОБОРУДОВАНИЕ КОНЕЧНЫХ ПУНКТОВ

##### 24.1.1. Характеристики схем

Связь по радио на сверхвысоких частотах [104, 176] занимает достаточно важное место в системе дальней связи. Во многих отношениях такие системы успешно конкурируют с системами, работающими на более низких частотах или использующими проводные линии и коаксиальные кабели. Область применения обсуждаемых систем весьма широка; она простирается от обеспечения работы небольшого числа телефонных точек до поддержания функционирования сложных комплексов, состоящих из нескольких тысяч телефонных или нескольких телевизионных каналов. При этом связь может быть обеспечена на расстояниях в несколько тысяч километров, а ее характеристики и надежность соответствуют высоким требованиям, предъявляемым к национальным и международным линиям связи. Установлены характеристики передачи радиорелейных линий связи, относящихся к шуму, стабильности коэффициента усиления, полосе пропускания, линейности амплитуд и величине искажений формы колебаний [286, 302, 338].

Линии связи на сверхвысоких частотах можно разделить на два больших класса в зависимости от того, производится ли прием в пределах прямой видимости или за этими пределами (см. гл. 23). Радиорелейные линии связи, базирующиеся на использовании явления распространения радиоволн за линией горизонта, находят пока ограниченное применение. Поэтому большая часть изложенного ниже относится к системам передачи информации в пределах прямой видимости.

Как в многоканальных телефонных, так и в телевизионных линиях связи информационная полоса сигнала, подводимого к линии связи, простирается от низких частот до нескольких мегагерц. В результате этого при любом способе модуляции несущей требуемая полоса частот оказывается равной 15—20 *Мгц*, и, следовательно, - естественным является требование размещения несущей частоты в сверхвысокочастотном диапазоне. В соответствии с принятым распределением частот [290] диапазоны частот 1,7—2,3 *Ггц*, 3,6—4,2 *Ггц*, 5,85—8,50 *Ггц* отведены для стационарных и подвижных радиорелейных станций и линий связи, работающих в различных частях света. Диапазоны частот около 150 и 450 *Мгц* также находят применение для узкополосных систем связи, используемых для передачи небольшого объема информации.

Методы импульсной модуляции с временным разделением каналов применяются [245] в системах, обеспечивающих работу до 24 или 48 телефонных каналов. Вообще в многоканальных системах связи предпочитают частотное разделение каналов [6] с использованием частотной модуляции [183], так как в таких системах можно довольно легко обеспечить весьма близкую к линейной зависимость амплитуды выходного сигнала от входного. Частотная модуляция обеспечивает также лучшее отношение сигнал/шум, а в телевидении — более благоприятное распределение шумов. Однако применение частотной модуляции ставит строгие требования к равномерности зависимостей характеристик групповой задержки от частоты в узлах сверхвысокой и промежуточной частот. Кроме того, отраженные сигналы в фидерах не должны быть чрезмерно большими [1, 357].

Для обеспечения нормальной работы одного телефонного канала требуется полоса частот от 300 до 3400 *гц*, при этом передается одна боковая полоса частот сигнала с подавлением несущих, которые смещены относительно друг друга на 4 *кгц*. Величины нижних и верхних граничных частот для типичных систем [286, 297] представлены в табл. 24.1. Эти величины сравнимы с теми, которые рекомендованы [338] для линейных систем. Сверхвысокочастотные радиолинии легко приспособляются для передачи телевизионных сигналов [287], так как видеосигналы передаются непосредственно в информативной полосе частот. При этом требуется произвести лишь небольшое выравнивание частотной характеристики, а иногда этого и не требуется. Некоторые преимущества можно получить при использовании предварительной коррекции, заключающейся в небольшом ослаблении низкочастотных составляющих сигнала перед передачей последнего. В таком случае на приемной стороне осуществляется противоположная коррекция, т. е. подъем низких частот, ослабленных перед передачей. Применение такой предкоррекции позволяет использовать для передачи сигналов телевидения и многоканальной телефонии одни и те же модуляторы и демодуляционные устройства. Кроме того, это дает некоторый выигрыш и в системе цветного телевидения при передаче цветowych поднесущих.

Т а б л и ц а 24.1

## Граничные частоты информативной полосы

Количество телефонных каналов	Граничные частоты, кГц
12 (1 группа) . . . . .	12—60 или 60—108
24 (2 группы) . . . . .	12—108
60 (1 супергруппа) . . . . .	12—252 или 60—300
120 (2 супергруппы) . . . . .	12—552 или 60—552
300 (1 главная группа)	60—1364
600 (2 главных группы)	60—2792

Оборудование конечных пунктов сверхвысокочастотных радиолиний можно выполнить различными способами [51, 68, 86, 181, 250, 288]. Блок-схема примерной типовой системы [250], работающей на частоте 4 Гцз, представлена на рис. 24.1. Для передачи

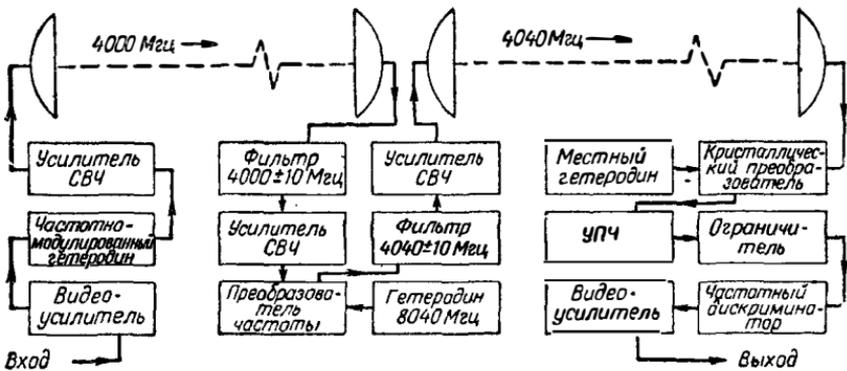


Рис. 24. 1. Упрощенная блок-схема радиорелейной линии связи.

В таком типичном устройстве, включающем передатчик, линейный усилитель (ретранслятор) и приемник, используется частотная модуляция; полоса пропускания 5 Мгц. (См. [250].)

информации на большие расстояния применяется один или несколько линейных усилителей (ретрансляторов). В линейном усилителе [97] осуществляется не только усиление сигнала, но производится также преобразование несущей частоты для исключения возможности появления обратной связи между входной и выходной цепями.

В линейном усилителе супергетеродинного типа частота несущей принятого сигнала преобразуется в промежуточную частоту, на которой и производится основное усиление. Затем частота усиленного сигнала изменяется еще раз и выходное напряжение усиливается до уровня, достаточного для излучения с помощью антенны. В линейном усилителе, представленном на рис. 24.1, необходимое усиление производится на радиочастоте при одном изменении частоты несущей. Такое упрощение достигается за счет использования

малощумящих ламп. В состав аппаратуры входят также полосовые фильтры, цепи АРУ и усилитель мощности. В таком линейном усилителе принятые сигналы не демодулируются и выделение видеосигнала не производится. Указанным путем можно избавиться от некоторого увеличения уровня шумов и искажений. При конструировании приемной и передающей аппаратуры необходимо обратить внимание на уровень шумов [59, 129], высокочастотную интерференцию [303], перекрестные помехи [69] и искажения [223, 268, 359].

В приемниках сверхвысокочастотных радиолиний в качестве промежуточной частоты обычно используется частота 70 *Мгц*, а усилители являются широкополосными. Коэффициент усиления типового пятикаскадного усилителя [116] равен 50 *дб* с почти плоской полосой пропускания 50—90 *Мгц*. На частотах выше центральной (12 *Мгц*) групповая задержка постоянна в пределах 1 *нсек*. Зависимость величины групповой задержки от частоты для усилителей и фильтров обычно является приблизительно квадратичной. В современных системах искажения, вызванные непостоянством групповой задержки, компенсируются с помощью уравнивателей, обычно выполняемых в виде фазовых фильтров по мостовой Т-образной схеме. Один перестраиваемый уравниватель [117] позволяет одновременно осуществлять непрерывное и независимое управление крутизной и параболической кривизной.

#### 24.1.2. Узлы и электронные лампы

Аппаратура, применяемая в технике сверхвысоких частот для радиолиний, в некотором отношении является своеобразной [142]. Такие устройства, как гибридные соединения, направленные ответвители и полосовые фильтры, должны быть широкополосными [152, 267]. В работе [142] приводятся конструктивные данные и характеристики таких узлов, как крестообразные соединители, Е- и Н-изгибы, головки для кристаллов и элементы измерительной аппаратуры. Широкое применение находят ферриты [76, 128, 270, 335]; типичным примером является переключатель, принцип работы которого основан на эффекте вращения Фарадея [278].

Электронные лампы широко применяются [144, 229, 275, 282] как генераторы [234] и усилители на приемном и передающем пунктах; описаны типичные примеры [282]. В случаях, когда модуляция, усиление и демодуляция сигналов производятся на промежуточной частоте, можно использовать триоды и тетроды [269, 112]. Триоды с заземленной сеткой [256] хорошо работают в режиме усилителей. В таких схемах обеспечивается хорошая линейность в широком диапазоне частот. В одной системе [10] для обеспечения усиления в 30 *дб* при выходной мощности 1,5 *вт* потребовалось три ступени.

Отражательные клистроны, модуляцию колебаний в которых можно осуществлять достаточно легко, целесообразно применять

там, где требуется линейная девиация частоты [49, 207, 328, 329]. Такие электронные приборы изготавливаются [16] в разных вариантах для диапазона частот 2—35 Гц [19, 156, 157]. При использовании одного клистрона, рассчитанного на работу в режиме генератора частотно-модулированных колебаний на частотах 4,4—4,8 Гц, удается получить выходную мощность в 5 вт при электронном качании частоты с девиацией 50 МГц. Применяя такие генераторы необходимо принимать меры предосторожности для предотвращения затягивания частоты, обусловленного явлениями, имеющими место в длинной линии [57, 58, 66]. Специально для радиорелейных линий изготовлены многорезонаторные усилительные клистроны [204]. Пятирезонаторный клистрон характеризуется коэффициентом усиления, равным 70 дБ на частоте 9,375 Гц; нужную полосу пропускания можно обеспечить путем ступенчатой расстройки отдельных резонаторов. Выходная мощность может быть большой [190, 244], типичными значениями величин являются 10 квт на частоте 2,5 Гц и 2 квт на частоте 6 Гц.

Чрезвычайно широкий диапазон перестройки ламп обратной волны типов О и М, работающих в режиме генераторов, делает их весьма пригодными [246] для некоторых приложений связи. Кроме того, широкое применение находят лампы бегущей волны спирального типа, которые обладают существенным преимуществом, заключающимся в большой широкополосности при усилении как на низком, так и на высоком уровне.

Лампы бегущей волны специально конструируются [2, 32, 104, 330] для применения в радиорелейных линиях. Типичная ЛБВ имеет полосу пропускания 2 Гц относительно центральной частоты 6 Гц. Лампы бегущей волны низкого уровня характеризуются коэффициентом шума [3, 34] обычно меньшим 8 дБ. Лампы бегущей волны, применяемые в выходных каскадах передатчиков радиорелейных линий, имеют мощности на выходе порядка 5—10 вт [145, 146, 195, 225]. Такие ЛБВ можно использовать также в схемах линейных усилителей [63, 90, 233]. Условия их специального согласования в вышеуказанных схемах рассмотрены в работе [90]. В одном случае [150] одна и та же лампа служила как усилителем высокой частоты, так и местным гетеродином.

Рассмотрение [18, 30, 89, 254] модуляционных характеристик ламп бегущей волны показывает, что вблизи области насыщения при изменении амплитуды несущей происходит изменение фазы колебаний. Для типичной лампы средней мощности скорость изменения фазы равна  $2,5^\circ/\text{дБ}$  при мощности 5 вт и  $6^\circ/\text{дБ}$  при 10 вт. Это изменение фазы приводит к кажущемуся изменению частотной характеристики и влияет на характеристики групповой задержки системы. Явление можно ослабить путем выбора рабочей точки приблизительно на 10 дБ ниже уровня насыщения или с помощью отрицательной обратной связи. Было показано в [144], что лампа бегущей волны с двумя спиральями, имеющими равный шаг намотки и расположенными одна за другой, характеризуется тем, что разница

между низким уровнем и уровнем насыщения таких ЛБВ вдвое меньше, чем у обычных.

В качестве типовых антенн сверхвысокочастотных радиорелейных станций используются параболические рефлекторы с питающим рупором, расположенным в фокусе [29, 60, 295, 304]. Диаметр рефлектора изменяется в пределах от 90 см для небольших систем до 4,5 м для больших. Коэффициент направленного действия параболоида диаметром 3,6 м на частоте 4 Гц равен 40 дБ, а ширина луча на этой частоте по уровню половинной мощности составляет 3°. Для одновременной передачи сигналов в диапазонах 2,4 и 6,5 Гц оказалось целесообразным применять определенную комбинацию рупоров и рефлекторов. Питающие фидеры [162] могут быть выполнены в виде воздушных коаксиальных линий или волноводов, что обычно имеет место на более высоких частотах.

Длину питающих линий можно резко сократить путем использования антенных систем [149, 151, 178], состоящих из плоского рефлектора, установленного на башне, который облучается направленной антенной, расположенной внизу. Общий коэффициент направленного действия определяется четырьмя независимыми параметрами: расстоянием между антенной и рефлектором, размерами рефлектора и антенны и длиной волны. Рефлектор и антенна находятся обычно в соответствующих зонах Френеля (рефлектор — в зоне Френеля антенны, и наоборот).

В силу вышеуказанного в системе можно провести строгий анализ процессов [109, 163]. Из анализа [40, 65, 130, 147, 262] следует, что если размеры рефлектора и расстояние между рефлектором и возбуждающей антенной выбрать надлежащим образом, то появляется возможность обеспечить более высокий коэффициент направленного действия системы по сравнению со случаем простой установки антенны на башне. Дополнительное увеличение коэффициента направленного действия можно обеспечить путем придания рефлектору определенной кривизны [20, 283], хотя тогда выбор расстояния между антенной и рефлектором становится достаточно критичным. В работах [215, 231, 243, 298, 309, 312, 331, 332, 339] рассматриваются другие типы рефлекторов, а экспериментальные результаты приведены в статьях [81, 178].

## 24.2. РАБОЧИЕ УСЛОВИЯ

### 24.2.1. Выбор пути распространения

Общие характеристики системы зависят от того, насколько тщательно выбран путь распространения радиоволн и место расположения аппаратуры. В состав полного пути распространения радиоволн может входить несколько секций линейных усилителей, но их число необходимо сводить к минимуму, определяемому полным требуемым усилением. Например, если одну секцию с ослаблением

$L_L$  дб заменить  $N$  одинаковыми подсекциями, то общее ослабление определится выражением

$$L_{Li} = N (L_L - 20 \log N) \text{ дб}, \quad (24.1)$$

так как напряженность поля обратно пропорциональна квадрату расстояния. На практике линейные усилители устанавливаются на расстояниях от 17 до 85 км друг от друга.

Имеется много технических факторов [160], влияющих на связь между отдельными точками. Из этих факторов особую роль играют те, которые связаны с условиями распространения [105, 122, 210, 232]. Отражения от земли и морской поверхности оказывают вредное влияние на работу линий связи в пределах прямой видимости из-за появления фединга [192], так как при наличии неровностей на земной поверхности и изменений атмосферных условий не всегда можно избежать условий, при которых разность фаз прямой и отраженной волн равняется  $180^\circ$ . Наличие атмосферы также является причиной появления [79] прерывистого фединга переменной глубины; в этом случае явление перераспределения передаваемой энергии, обусловленное небольшими изменениями коэффициента рефракции, приводит к значительным изменениям интенсивности принимаемого сигнала.

Для получения уверенности в том, что в пределах оптической видимости на пути распространения радиоволны нет никаких препятствий, необходимо провести топографическую съемку местности. После предварительной прокладки трассы связи по крупномасштабной карте должна следовать визуальная проверка. Для этой цели весьма полезно [166] использовать вертолеты. В определенных случаях рекомендуется производить детальное испытание предлагаемой трассы связи [39]; для этого разработаны методы измерения нужных характеристик [102, 103, 200] и изготовлена соответствующая подвижная измерительная аппаратура [174]. Для обеспечения надежной связи путь распространения радиоволн между передающей и приемной антеннами должен проходить над всеми препятствиями при наихудших атмосферных условиях, обеспечивая просвет по высоте не менее 0,6 ширины первой зоны Френеля. Многолучевой прием можно ослабить посредством такого выбора мест установки антенн, чтобы сигналы, отраженные от зон Френеля второго и высших порядков, не достигали приемной антенны, встречая на пути естественные препятствия.

Выражения для определения радиуса первой зоны Френеля в метрах можно получить из формулы (23.14) путем ее преобразования:

$$r_1 = 548 [D_1 D_2 / (D_1 + D_2) f]^{1/2}, \quad (24.2)$$

где  $D_1$  и  $D_2$  — кратчайшие расстояния в километрах соответственно между точкой отражения и передатчиком и приемником, а  $f$  — частота в мегагерцах.

Радиусы второй, третьей и т. д. зон Френеля можно определить, умножив величины, полученные при вычислении по формуле (24.2), на  $\sqrt{2}$ ,  $\sqrt{3}$  и т. д. В табл. 24.2 приведены примерные значения просвета для частоты 2 Гц. Значения просвета для других частот и расстояний можно определить из номограмм, приведенных в работе [82]. Линию связи можно выбрать путем визуального анализа профиля местности, вычерченного на графике, с последующим введением поправочного коэффициента на кривизну земли, равного 4/3. Если придется прокладывать трассу связи по ровной поверхности, приемную или передающую станцию необходимо размещать вблизи уровня земной поверхности для того, чтобы геометрическим путем уменьшить разницу в ходе прямого и отраженного лучей.

Т а б л и ц а 24.2

Высоты просвета для первой зоны Френеля на частоте 2 Гц

$D_1 + D_2$ , км	Просвет на половине расстояния, м	Просвет на четверти расстояния, м	Просвет на восьмой части расстояния, м
16	26,2	22,8	17,4
24	32,2	28	21,4
32	37,4	32,2	24,6
40	41,7	36,2	27,6
48	45,7	39,5	30
64	53	44,8	35
80	59	51	39
96	64,6	56	42,8

В случае, если наличие препятствий мешает прямому распространению радиоволн, линию связи можно создать путем использования отражающего плоского зеркала [15], ориентированного надлежащим образом и установленного в некоторой точке на такой высоте, откуда просматривается передающий и приемный концы линии связи. Коэффициент полезного действия такой системы с пассивным зеркалом можно определить [9] как отношение энергии, принимаемой после отражения от зеркала, к энергии, принимаемой при прямом распространении; пути, проходимые волной в первом и во втором случаях, считаются одинаковыми. Величину коэффициента полезного действия системы с плоским рефлектором можно определить с помощью выражения

$$A_m^2 (D_1 + D_2)^2 / \lambda^2 D_1^2 D_2^2, \quad (24.3)$$

где  $A_m$  — проекция площади зеркала на плоскость раскрыва какой-либо из антенн, а  $D_1$  и  $D_2$  — соответствующие расстояния между зеркалом и антеннами.

При реальных размерах антенн для обеспечения достаточно высокого коэффициента полезного действия требуется, чтобы расстояния  $D_1$  или  $D_2$  были небольшими, а  $\lambda$  — достаточно малой.

Результаты применения такого пассивного рефлектора в линии связи, работающей на частоте 6,7 Гцц, описаны в работе [173]. Зеркало площадью 43,6 м<sup>2</sup> расположено на расстоянии 2,16 км от ближайшей антенны, при этом измеренные характеристики системы оказались только на 7 дб хуже характеристик системы с прямым распространением волны в пространстве. Для обеспечения качественной работы такой системы требуется, чтобы степень неровности поверхности зеркала не выходила за пределы  $\pm 0,3$  см, а точность установки углового положения зеркала была бы не хуже  $\pm 0,13^\circ$ . В другой линии связи [46], работающей на частоте 3,15 Гцц, применяются два промежуточных зеркала, расположенных перископическим образом с целью обеспечения больших углов отражения. Зеркала площадью 10 м<sup>2</sup> были изготовлены из алюминиевого листа. Практические характеристики такой системы связи отличались от теоретических значений не более чем на 6 дб. Фединг был выражен слабо даже во время песчаных бурь, туманов и снега.

Отражения от земли можно подавить путем установки по пути распространения радиоволн поперечного экрана, расположенного в точке геометрического отражения радиоволн от плоской земной поверхности. Можно показать, что поле отраженной волны, образованное половиной первой зоны Френеля, полностью компенсирует поле, образованное всеми остальными зонами Френеля. Таким образом, если наличие экрана приведет к компенсации волн, образуемых другой половиной зоны Френеля, интенсивность поля на входе приемника, образованного отраженными радиоволнами, будет равна нулю. При передаче радиоволн на расстояние 35 км на частоте 4 Гцц наличие экрана, установленного в середине линии передачи, приводит к заметному уменьшению отражений от земли.

### 24.2.2. Разнесенный прием

Выше было показано, что одной из особенностей работы сверхвысокочастотных радиолиний связи на больших расстояниях является наличие случайного, переменного во времени ослабления сигнала, известного под названием фединга. Обычно сигнал приходится рассматривать в виде суммы большого количества составляющих, имеющих одну и ту же частоту, но случайную фазу. Закон распределения силы сигнала в течение периода фединга можно считать релеевским, согласно которому вероятность того, что интервал времени, в течение которого амплитуда сигнала будет меньше или равна некоторой величине  $x$ , определяется выражением

$$f(x) = 1 - \exp(-x^2/\bar{x}^2), \quad (24.4)$$

где  $0 \leq x < \infty$ , а  $\bar{x}^2$  — второй момент распределения (дисперсия).

Этот закон распределения представлен кривой на рис. 24.2, а с индексом «неразнесенный». Коэффициент усиления высококачественной системы связи, уровень принимаемого сигнала в которой в течение более 99% времени должен превышать минимум, необ-

ходимый для удовлетворительного приема, нужно брать на 20 дБ выше того, который требуется для компенсации среднего значения затухания при распространении в среде. Справедливость вышеуказанного закона распределения при фединге была подтверждена экспериментально [133, 277].

Беверэдж и Петерсон [22] показали, что ухудшение связи, вызванное явлением фединга, можно уменьшить за счет применения разнесенного приема. При двоенном приеме два приемных

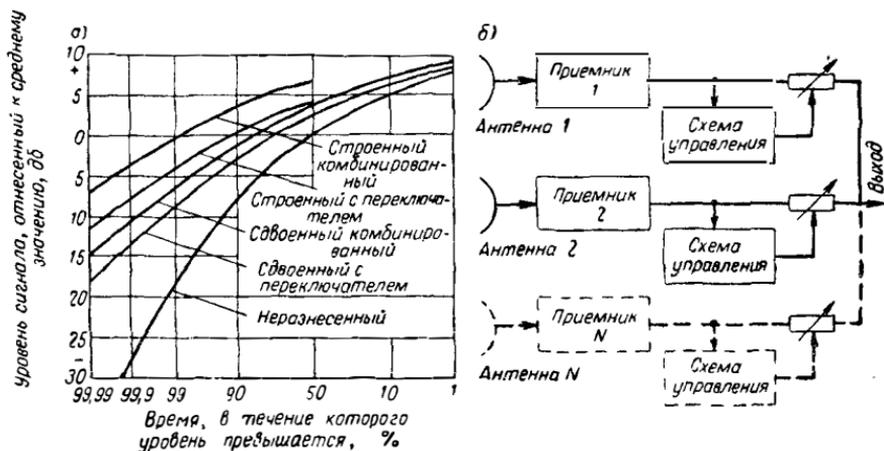


Рис. 24. 2. Системы связи с разнесенными в пространстве антеннами:

а — кривые, показывающие преимущества разнесенного приема при фединге с релейским распределением; б — система комбинирования сигналов при разнесенных антеннах. (См. [172].)

канала располагаются таким образом, чтобы ослабление сигнала не наблюдалось одновременно на выходе обоих каналов. В процессе приема автоматически выбирается тот канал, уровень сигнала в котором выше; этот канал и используется для связи. Для  $N$  некоррелированных уровней сигнала интервал времени, в течение которого все  $N$  сигналов оказываются по величине меньше  $x$ , определяется выражением

$$f^N(x) = [1 - \exp(-x^2/\bar{x}^2)]^N, \quad (24.5)$$

где  $N$  — число разнесенных пунктов. Выигрыш, получаемый за счет разнесенного приема, графически представлен на рис. 24.2, а для двоенного ( $N = 2$ ) и строенного ( $N = 3$ ) приема.

Путем надлежащей комбинации [43, 135, 161, 247] сигналов, принятых в системе по разным разнесенным каналам, можно получить более высокое выходное отношение сигнал/шум по сравнению с одноканальным приемом. Указанный выигрыш можно получить в силу того, что шумовые составляющие имеют случайный характер и складываются по среднеквадратичному закону, а сигналы складываются линейно. Как показано на рис. 24.2, а, выигрыш в отно-

шении сигнал/шум достигает 3 дБ при двояном приеме и 4,8 дБ при строенном.

На рис. 24.2, б представлена блок-схема системы комбинации сигналов при разнесенном приеме. Значения мгновенных амплитуд сигналов, из которых комбинируется выходное напряжение системы с разнесенным приемом, в общем случае не будут независимыми; их взаимосвязь определяется коэффициентом корреляции  $R$ , где  $1 \geq R \geq -1$ . Если  $R = +1$ , амплитуды сигналов в разных каналах меняются в одинаковом направлении, а если  $R = 0$ , то говорят, что они независимы. Если  $R = -1$ , то при увеличении амплитуды одного сигнала амплитуда другого сигнала уменьшается. Для получения максимального выигрыша, обусловленного использованием разнесенного приема, замирание в одном канале должно всегда сопровождаться наличием большого по амплитуде сигнала в другом канале, чему соответствует величина коэффициента корреляции  $R$ , равная  $-1$ . В реальных условиях чаще всего фединг носит частично случайный характер, в силу чего значение  $R$  находится где-то в пределах между нулем и  $+1$ .

При разработке системы связи, основанной на использовании разнесенного приема, можно исследовать различные параметры, например, поляризацию радиоволн, частоту колебаний, геометрию пути распространения волн и время [114, 172, 182]. В некоторых случаях имеется существенная корреляция между интенсивностями вертикально и горизонтально поляризованных сигналов, но разнесение по плоскостям поляризации не часто используется в сверхвысокочастотных линиях связи. При использовании разнесения по частоте появляется необходимость расширения полосы частот, приходящейся на один канал связи [280]. Результаты измерений [138] показывают, что в двух высокочастотных линиях связи, проходящих по одному пути, с углублением федингов возрастает их корреляция; во избежание этого каналы должны быть разнесены по частоте. Например, в диапазоне 4 Гцц при наличии замирания сигнала в пределах 10 дБ требуемое разнесение частот для устранения корреляции между замираниями сигнала в разных каналах равно 40 Мцц, а при фединге глубиной 20 дБ оно составляет 160 Мцц.

В случае связи с разнесением в пространстве используются антенны, надлежащим образом разнесенные друг относительно друга, что приводит к наличию двух или большего числа геометрически различных путей распространения радиоволн [74]. Расстояние между антеннами должно быть достаточно большим для устранения корреляции между федингом сигнала в различных каналах. Например, наличие помех, обусловленных отражением от морской поверхности и приходящих с двух направлений, приводит к появлению приблизительно синусоидальных изменений интенсивности поля по высоте, образующих вертикальные интерференционные полосы помех [137].

Бэйтман [17] предложил дополнительную систему разнесения, при которой две антенны располагаются друг над другом

с интервалом, равным половине расстояния между полосами интерференционных помех. В результате этого наличие сигнала нулевой интенсивности на выходе одной антенны сопровождается появлением мощного сигнала на выходе другой, что соответствует коэффициенту корреляции, равному — 1. В случаях появления отражений, идущих с определенного направления от таких объектов, как, например, холмы, обе антенны, работающие на один приемник, можно сфазировать так, что их суммарная диаграмма направленности будет направлена нулем на источник помех. Такой метод подбора разнесения по углу прихода сигнала помехи использовался при конструировании многоэлементной следящей антенны [96].

В системах, работающих по принципу разнесения во времени, осуществляется повторная передача одного и того же сообщения через небольшие интервалы времени, после чего производится сравнение принятых сообщений друг с другом. Одним из последних вариантов является использование прерывистой связи. Было обнаружено, что информацию можно передавать быстрее и точнее, если время передачи ограничить интервалами времени, в течение которых условия распространения оказываются благоприятными. Время, необходимое для передачи полного сообщения по такому способу, оказывается не больше требуемого при непрерывной работе. Метод прерывистой связи оказывается особенно полезным в случае обеспечения ее автоматическими средствами. В состав командной линии связи между приемником и передатчиком должна быть включена аппаратура для хранения сообщений в памяти на передающем конце и в случае, когда сообщение передается непрерывно, требуется аппаратура для хранения принятой информации на приемном конце.

Количественные характеристики такой прерывистой связи были найдены Монтгомери [189]. При анализе предполагалось, что помеха имеет вид нормального шума с ограниченной полосой и что максимальная частота фединга меньше наивысшей частоты спектра сигнала. При любом виде модуляции сигнала существует некоторая вероятность  $p_i(r)$  того, что элемент принятого сообщения не совпадает с переданным с требуемой точностью, где  $r$  — отношение энергии сигнала за интервал времени приема данного элемента сообщения к средней мощности шума. Если можно определить флюктуации амплитуды сигнала, то для данного отношения сигнал/шум существует некоторая относительная вероятность  $(dp_s/dr)(f_b, r)$  где  $dp_s$  представляет собой вероятность того, что  $r$  заключено в интервале  $(r, r + dr)$ , когда полоса пропускания системы равна  $f_b$ . При известных величинах данных вероятностей средняя вероятность того, что элемент сообщения не будет приниматься с требуемой степенью точности, равна

$$p = \int_{r_1}^{r_2} p_i \frac{dp_s}{dr} dr, \quad (24.6)$$

где  $r_1$  и  $r_2$  — пределы изменения величины  $r$ .

Реальная система прерывистой связи представляет собой такую систему связи, при которой передача сообщения осуществляется каждый раз, когда величина  $r$  превышает ранее установленный порог  $r_t$ , так что

$$p(f_b, r_t) = \int_{r_t}^{\infty} p_i \frac{dp_s}{dr} dr. \quad (24.7)$$

В силу того, что активная скорость передачи, выраженная в элементах сообщения в секунду, приблизительно равна  $f_b$ , выраженной в герцах, средняя скорость передачи сообщения равна

$$M(f_b, r_t) = f_b \int_{r_t}^{\infty} \frac{dp_s}{dr} dr. \quad (24.8)$$

Соблюдение вышеуказанных условий при прерывистой работе позволяет получить некоторый выигрыш, величина которого была оценена для случаев как частотной, так и фазовой модуляции, применительно к передаче сообщений, состоящих из последовательности двоичных символов. При анализе рассматривался практически важный случай, когда фединг носит релейский характер. Было найдено, что теоретический выигрыш в 40 и 25 дБ получается при значениях  $\rho_s$ , равных соответственно  $10^{-6}$  и  $10^{-4}$ .

## 24.3. ПРАКТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

### 24.3.1. Линии связи в пределах прямой видимости

а) *Стационарные линии связи.* В большинстве сверхвысокочастотных радиорелейных линий используется явление распространения радиоволн в пределах прямой видимости. Преимуществами таких линий связи являются [26]: гибкость применения, небольшая стоимость, быстрая установка, простота обслуживания и сохранение работоспособности в сложных рельефных условиях. Основными классами радиорелейных линий являются стационарные и подвижные. Первые либо постоянно связаны с национальными или международными линиями связи, либо работают автономно, а вторые работают только автономно и лишь иногда в системе. Между Дувром и Кале в 1931 г. работала стационарная экспериментальная сверхвысокочастотная линия связи. Излучаемая мощность на частоте 1,7 Гц была равна 0,5 вт. Первая регулярная служебная линия связи [55, 300] начала работать тремя годами позже между Лимпном (Limpne) и Сент-Инглевртом (St. Inglevert). Она содержала нескольких телефонных каналов и поэтому была относительно узкополосной.

Большое внимание было уделено [48, 92, 236, 237, 285] вопросам общего планирования и характеристикам сверхвысокочастотных

линий связи, работающих в пределах прямой видимости. Несмотря на успешную работу одной экспериментальной радиолинии на миллиметровых волнах [158], предпочтение отдается в основном сантиметровому диапазону [7, 101, 118, 153, 187, 201, 202, 218, 266, 314, 334, 356]. Такие радиорелейные линии можно использовать для телефонной связи [209, 228, 239]. Типовой [8] является система связи на небольшие расстояния, обслуживающая работу 60 стандартных каналов, каждый из которых занимает полосу частот 4 *кГц*. Радиотелефонные линии связи оказываются особенно полезными для обеспечения связи между материком и прибрежными островами [21, 171, 196, 197]. Отдельные системы используются в качестве сетей связи пожарных и полицейских частей и службы обслуживания, а радиолинии устанавливаются для нужд администрации железнодорожных [265, 344] и силовых электрических [255, 258, 345] магистралей. В этих телефонных линиях обычно находят применение частотная модуляция [52], хотя иногда используют и временно-импульсную [5] и фазо-импульсную [31] системы модуляции.

С экономической точки зрения передача по направлениям с большой нагрузкой требует размещения большого количества телефонных каналов в широкой полосе частот, отведенной радиолинией [14, 73, 87, 88]. Несмотря на то, что существующие широкополосные радиорелейные линии работают в основном в диапазонах 2 и 4 *Гц*, имеется вполне определенная тенденция [120, 139, 274] к использованию диапазонов 6 и 11 *Гц*. В некоторых случаях может появиться необходимость размещения на одном направлении нескольких широкополосных каналов, общая информация которых передается с помощью одной антенны. Использование дуплексных антенн [227, 235] позволяет осуществлять одновременно передачу и прием на близких частотах. В одной из систем удалось обеспечить работу одновременно в трех диапазонах: 4, 6 и 11 *Гц*. В этом случае связь всех каналов с основной питающей линией осуществлялась с помощью направленных ответвителей. В других случаях для разделения отдельных радиочастотных каналов применялись фильтры с использованием ответвителей. Применение последних не вносило в линии передачи значительных потерь. В одной системе [143], обеспечивающей работу 600 телефонных каналов, имеется до 6 радиочастотных каналов в каждом направлении; промежуточная частота выбрана равной 70 *МГц*. Разделение между центральными частотами смежных каналов равно 29 *МГц*, а частотный интервал между соответствующими прямым и обратным каналами составляет 213 *МГц*.

В типовой линии связи [139] на небольшое расстояние, работающей на частоте 6 *Гц*, используется передатчик мощностью 0,5 *вт*. Для размещения 240 каналов отведена полоса частот 1,2 *МГц*. В данной системе можно использовать до четырех двухсторонних параллельных радиочастотных каналов при работе на одну антенну. В зоне тихоокеанского побережья [148], в Канаде [25, 125, 126, 224], Швеции [292] и для фирмы Bell System [168, 264, 391] были установ-

лены многоканальные радиолинии, предназначенные для связи на большие расстояния.

Широкополосные радиорелейные линии удобно также использовать для [289] передачи телевизионных программ. Подобные линии были установлены в Японии [203], Италии [42, 271], Германии [11, 12], Голландии [85], Америке [184, 279] и Англии [198]. В одной из первых телевизионных радиорелейных линий между Лондоном и Бирмингамом передачи в один конец осуществлялись на частотах 917 и 937 *Мгц*, а в другой конец — на 870 и 890 *Мгц*. Вся линия передачи состояла из пяти секций с линейными усилителями длиной в 19,9; 31,3; 67,15; 66,8; 10,4 *км*. Последующая радиорелейная линия (от Манчестера до Эдинбурга) работала [72] на частоте 4 *Гц*. Такая же частота использовалась [141] в двухпротетной радиорелейной линии между Лондоном и островом Уайт.

Результаты работы экспериментальной радиорелейной линии на частоте 4 *Гц* [199] с использованием частотной модуляции позволили осуществить постройку [54] варианта, с помощью которого осуществляется связь над Морем на расстоянии 112 *км*. Емкость этой линии эквивалентна 240 телефонным каналам. В связи с высокой вероятностью многолучевого распространения радиоволн и фединга потребовалось применить разнесенный прием. Использование разнесения в пространстве и по частоте привело к созданию системы, по существу, счетверенного приема. В условиях глубокого фединга сигнала переключение имело место при разностях в уровнях сигналов порядка 2 *дб*; время переключения было менее 0,9 *мксек*. Широкополосные радиорелейные линии находят применение [77, 100, 260] и для целей дистанционной передачи воздушной обстановки с экрана радиолокационной станции.

б) *Передвижные линии*. Передвижной вариант сверхвысоко-частотных радиорелейных линий находит широкое применение в военном деле [169, 249, 252, 253]. В системе, работающей на частоте 9 *Гц* [220], используется способ перекрестной модуляции каналов; здесь применяется небольшой клистрон мощностью 20 *вт*, выполняющий функции передатчика и местного гетеродина. В каждом приемопередатчике установлен только один такой клистрон, а средние частоты стационарного оборудования на концах линии разнесены на 45 *Мгц*. Для обеспечения работы одного телефонного канала в такой дуплексной радиотелефонной линии используется частотная модуляция. Данная линия связи пригодна для работы в пределах оптической видимости на расстоянии около 18 *км*; аппаратура весит 24 *кг*.

В другом образце подвижной аппаратуры, рассчитанном на обеспечение работы 8 каналов, каждого с полосой пропускания 300—3000 *гц*, используется широтно-импульсная модуляция при частоте следования импульсов 9 *кц* [131]. На выходе передатчиков стоят небольшие магнетроны мощностью 300 *вт*; для обеспечения дуплексной работы их рабочие частоты выбраны равными 4,54 и 4,77 *Гц*. В качестве гетеродинирующего напряжения используется

гармоника колебаний триодного гетеродина, работающего на более низкой частоте. На дальности порядка 85 км отношение сигнал/шум равно 40 дБ. Радиорелейная линия, предназначенная для связи на большие расстояния [219], работает на частотах 450—500 МГц и обеспечивает одновременную работу 12 каналов двухсторонней телефонной связи. В ней используется фазо-импульсная модуляция, а величина выходной мощности 200 Вт позволяет осуществлять связь на расстоянии до 170 км в пределах прямой видимости. Частотная модуляция находит применение в военных радиорелейных линиях [154] при работе на частотах порядка 8—8,5 ГГц. С помощью такой аппаратуры можно осуществлять передачу и прием информации в полосе частот 20 кГц, используя любую пару из пятидесяти радиочастотных каналов. Мощность магнетрона в непрерывном режиме равна 50 Вт; двойной волноводный мост позволяет осуществлять пассивным путем дуплексную работу с помощью одной антенны.

Подвижные радиорелейные линии находят применение и для гражданских целей, например для обеспечения ведения телевизионных внестудийных передач [67, 214, 226]. Типичными примерами таких систем [71, 221] являются системы связи между двумя пунктами, развертываемые для кратковременной работы в одном месте, а затем свертываемые и перевозимые в другое место. Аппаратуру весьма малых размеров можно создать [296] при использовании транзисторов и печатных схем [83]. Во всех радиорелейных линиях мощность передатчика можно уменьшить за счет применения малошумящих радиочастотных усилителей [281, 291]. Для таких линий связи широкого применения подходят диапазоны частот 7,05—7,30 ГГц, 4,4—4,8 ГГц, 1,7—2,3 ГГц и 522—660 МГц. Мобильность и эффективность радиорелейных линий можно обеспечить путем использования специальных машин, которые одновременно перевозят аппаратуру и представляют собой оперативный центр, установленный в определенном месте. В крытом кузове, оборудованном специальными защелками, устанавливаются тренога и антенны. К спецмашине прицепляется прицеп, в котором расположена дизельная силовая установка.

#### 24.3.2. Радиорелейные линии связи, работающие при отсутствии прямой видимости

а) *Тропосферное рассеяние*. В случае, когда расстояние между передатчиком и приемником превышает предел прямой видимости, уровень прямого сигнала быстро падает, что приводит к необходимости использовать поле рассеянной волны [36, 44, 45, 170, 322]. Сверхвысокочастотные радиолнии, применяющие эффект тропосферного рассеяния [78, 185, 205, 208, 261], характеризуются большими размерами антенн и передатчиками значительной мощности. Типичными являются следующие цифры. Мощности передатчиков радиорелейных линий, предназначенных для обеспечения работы 12—120 телефонных каналов на расстоянии 170—425 км, находятся в пре-

делах 1—20 км, а размеры антенн — в пределах 3,6—18 м. При дальностях передачи до 680 км требуемая мощность передатчика радиорелейной линии, обеспечивающей работу 100 телефонных каналов, возрастает до 50 км, а размеры антенн — до 36 м [182]. В качестве антенн обычно используются параболические рефлекторы, большие апертуры которых [346] необходимы для обеспечения высокого усиления и, что более важно, для создания узких лучей диаграммы направленности. Последнее позволяет обеспечить полезную полосу частот [263] путем уменьшения различия во временной задержке между составляющими рассеянного сигнала. При наличии таких благоприятных условий можно обеспечить передачу телевизионных программ [384]. Один такой эксперимент был произведен [263] на частоте 5 Гц при дальности 319 км.

Из-за большого размера и высокой стоимости обычно применяют одну антенну как для приема, так и для передачи. Для этой цели используются антенные переключатели [191], с помощью которых оказывается возможным разделять выходной сигнал передатчика и входной сигнал приемника. В мощных выходных каскадах передатчиков обычно применяются клистронные усилители, характеризующиеся большим коэффициентом усиления по мощности и высоким коэффициентом полезного действия. В рассматриваемых системах можно использовать частотную модуляцию, хотя связь с передачей одной боковой полосы также отличается неплохими характеристиками [194, 385]. С целью использования явления тропосферного рассеяния для связи было разработано несколько систем [107, 113, 308, 341, 342, 385], статистические данные о работе которых оформлены в виде таблиц [284].

Для обеспечения эффективной работы угол между линиями, соединяющими передатчик и приемник со средой рассеяния, должен быть минимальным из возможных. Результаты проведенных измерений [222] говорят о том, что выгодным является также поднимать антенну и направлять ее луч вниз, в сторону линии горизонта. При частоте передачи 858 МГц, если лучи приемной и передающей антенн поднять на 3°, то на расстоянии 160 км уровень сигнала падает примерно на 14 дБ. Если осуществить такой же сдвиг лучей в горизонтальной плоскости, то ослабление сигнала окажется равным 15 дБ. Поляризация сигналов на дальностях 160 и 320 км практически не меняется. Влияние помех [40], источником которых являются мощные радио- и радиолокационные передатчики, можно значительно ослабить путем такого расположения элементов антенн, при котором эквивалентная диаграмма направленности оказывается направленной своим нулем на источник помехи. Рассмотрение явления рассеяния вне пределов основного луча приводит к выводу о том, что для защиты от помех необходимо иметь минимум в диаграмме направленности на уровне — 40 дБ в пределах по крайней мере нескольких градусов [248].

Распространение радиоволн за счет тропосферного рассеяния сопровождается федингом случайного характера [343]. В силу этого

весьма желательным оказывается переход на разнесенный прием. Результаты измерений [222], проведенных на частоте 3,5 Гц с использованием разнесенных антенн, показывают, что иногда для сведения коэффициента корреляции до нуля разнесение антенн по вертикали приходится увеличивать до 25 длин волн. Эта величина оказывается несколько большей при горизонтальном разнесении. Для уменьшения коэффициента корреляции до 0,2 на частоте

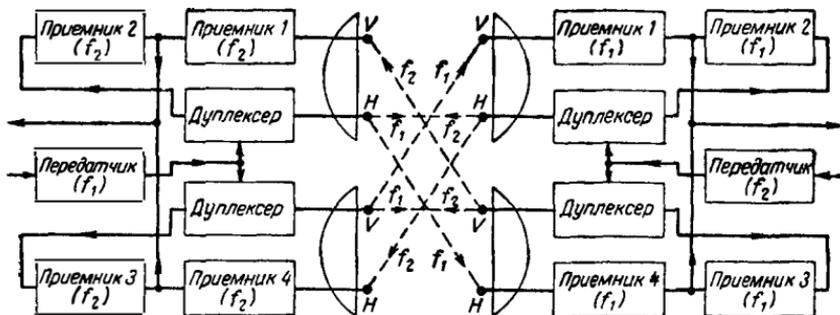


Рис. 24.3. Счетверенная радиорелейная система тропосферного рассеяния.

В системе используются разнесенные антенны и взаимно перпендикулярная поляризация. Работа ведется на частотах  $f_1$  и  $f_2$ . (См. [165].)

858 Мгц величину вертикального разнесения приходится брать равной 35, а горизонтального разнесения — до 55 длин волн. Постоянство плоскости поляризации позволяет использовать счетверенный прием [4, 165] при наличии только двух антенн на каждом конце линии передачи.

На рис. 24.3 показано, как используются разнесенные антенны и взаимно перпендикулярная поляризация для создания по существу четырех различных лучей распространения радиоволн в пространстве. В данном случае число рабочих частот равно двум, в силу чего спектр сохраняется. Была предложена система с угловым разнесением [276], в которой применяется антенна с шириной луча порядка долей градуса. Облучателем антенн является целая группа рупоров. Такую параболическую антенну можно использовать для создания большого количества лучей, расположенных друг относительно друга под некоторым углом. В результате суммарная диаграмма направленности позволяет облучать большой объем пространства, в котором происходит рассеяние радиоволн. На приемном и передающем концах устанавливаются идентичные антенные устройства и облучающие рупоры. Например, при наличии 12 облучающих рупоров обеспечивается надежная работа системы на частоте 8 Гц при достаточно широкой полосе пропускания. Затухание на расстоянии 654 км от передающего конца равно 183 дб; полная требуемая мощность составляет 120 квт.

в) *Отражение от метеорных следов.* В работах [70, 94, 180, 188, 273] сообщается о создании направленной радиорелейной линии прерывистой связи между точками, находящимися за пределами прямой видимости. Работа этой радиорелейной линии основана на приеме рассеянных ионизированными следами метеоритов радиоволн. Из рассмотрения блок-схемы рис. 24.4 следует, что на обоих концах линии связи установлена идентичная аппаратура, состоящая

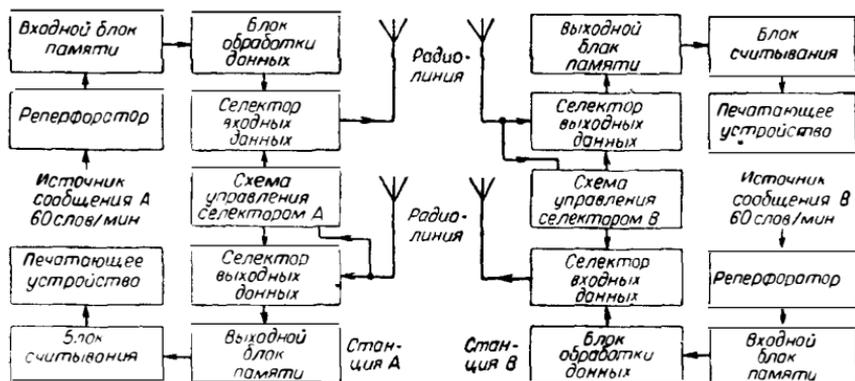


Рис. 24. 4. Промежуточная радиорелейная станция с использованием метеорных следов. (См. [94].)

из передатчиков, приемников, системы управления, устройства памяти передаваемых данных, устройства запоминания принимаемых данных и антенной системы. Каждый приемник настраивается на частоту передатчика, расположенного на другом конце радиолинии. При появлении благоприятных условий распространения производится включение передатчика; данные, хранящиеся в устройстве памяти, извлекаются из последней и поступают на вход модулятора. Скорость передачи данных весьма высока. Для обеспечения средней скорости передачи информации 60 слов/мин со скважностью порядка 0,05 при передаче используют скорости передачи до 1300 слов/мин. Информационная емкость [84] и полоса пропускания [38] таких систем зависят от выбора несущей частоты. Величина ее обычно лежит в диапазоне 30—50 Мгц.

## 24.4. КОСМИЧЕСКАЯ СВЯЗЬ

### 24.4.1. Радиорелейные станции на спутниках для наземной связи

Сверхвысокочастотные радиолинии, предназначенные для обеспечения дальней и заокеанской связи, можно создавать на основе использования спутников Земли, работающих в режиме ретрансляторов [50, 140, 340, 386, 387, 388]. Пирс [213] ввел следующее деление таких орбитальных радиорелейных линий: а) радиолинии с ис-

пользованием активных и пассивных ретрансляторов; б) радиолинии на базе спутников-ретрансляторов с малым периодом обращения и относительно низкими орбитами, находящихся на меньших расстояниях друг от друга, либо спутников-ретрансляторов с периодом обращения *24 час*, стационарных по отношению к Земле. В случае использования пассивных ретрансляторов полоса используемых частот оказывается практически неограниченной, так как пассивный ретранслятор является линейной отражающей системой и может быть использован одновременно для отражения целого спектра частот без появления перекрестных искажений. В противоположность пассивным активные ретрансляторы обладают ограниченными динамическим диапазоном и полосой пропускания. Следовательно, их можно использовать для обеспечения работы ограниченного числа каналов, уровень и природу сигналов в которых необходимо тщательно контролировать с целью уничтожения возможности появления взаимных помех.

Для того чтобы период обращения спутника был равен *24 час*, он должен находиться на экваториальной орбите с расстоянием от центра Земли в *42 000 км*. При наличии средств для точного управления положением спутника на нужной орбите надежную связь можно обеспечить с помощью стабилизированных антенн или рефлекторов [306, 327, 378]. В случае использования спутника в режиме пассивного ретранслятора последний должен иметь на борту плоский рефлектор; на Земле должны устанавливаться стабилизированные антенны очень больших размеров. В случае же поддержания связи с помощью активных ретрансляторов на спутнике устанавливается антенна с высоким коэффициентом направленного действия и соответствующая аппаратура, в то время как на Земле будут расположены антенны средних и меньших размеров. С помощью минимум трех спутников можно обеспечить круглосуточную связь по всей поверхности земного шара, за исключением небольших поясов у полюсов по  $8^\circ$  [360], и в этом случае оказывается целесообразным использовать сверхвысокочастотный диапазон [354]. Однако для выведения спутников на синхронные орбиты [390] требуется дорогостоящая система ракет-носителей; кроме того, большие расстояния вызывают необходимость применения весьма мощных передатчиков и приемников с низким коэффициентом шума; при этом время задержки сообщения, обусловленное конечным временем распространения, оказывается равным *0,55 сек*.

Низкие орбиты можно разделить на полярные, экваториальные и наклонные. Использование тех или иных орбит зависит от расстояния между спутником и точками, с которыми надо обеспечить связь в течение полета. Эти расстояния надо выбирать возможно более короткими в соответствии с требованием наблюдения большей части орбиты спутника одновременно с передающего и приемного пунктов. Можно показать [212], что для обеспечения связи в Северной Атлантике между, например, Ньюфаундлендом, расположенным на  $48^\circ$  северной широты и  $55^\circ$  западной долготы, и Гебридскими ост-

ровами, расположенными на  $58^\circ$  северной широты и  $7^\circ$  западной долготы, наиболее выгодным является использование спутников, находящихся на полярных орбитах.

В силу того что в общем случае период вращения Земли не кратен периоду вращения спутника, спутник, находящийся на орбите, будет появляться в самых разнообразных точках с равной вероятностью, что позволяет подсчитать его среднюю «видимость» из любой точки. Полагая, что минимальный угол места равен  $7,25^\circ$ , а высота орбиты  $5100$  км, получаем, что средняя «видимость» спутника равна  $0,177$ , а максимальное расстояние, с которого он наблюдается, будет  $8910$  км. Если  $f$  есть среднее значение части полезного времени наблюдения спутника, то вероятность того, что с некоторой точки не будет видно ни одного из  $N$  спутников, равна  $(1 - f)^N$ . Если эту величину приравнять среднему значению части времени отсутствия связи  $i$ , то получаем следующее выражение для требуемого числа спутников:

$$N = \frac{\log i}{\log(1 - f)}. \quad (24.9)$$

Для условий приведенного примера направления связи при минимальном угле места  $7,25^\circ$  и высоте полета спутника  $5100$  км получаем, что величина  $N$  оказывается равной 12, 15 и 24 для  $i$ , равных 0,1, 0,05 и 0,01 соответственно.

Спутник совершает один оборот вокруг Земли по круговой орбите на высоте  $850$  км за  $1,75$  часа, а при полете на высоте  $6800$  км будет совершать его за  $4$  час. Высокая относительная скорость вращения спутника является причиной появления заметного доплеровского сдвига частот [324, 366]. Это приводит к необходимости иметь сложную аппаратуру слежения, работающую совместно с обеими наземными антеннами. Компромиссным решением является [307] вывод спутника на орбиту, наклоненную к плоскости экватора на  $69,4^\circ$  с апогеем  $21420$  км, перигеем  $510$  км и периодом обращения  $6$  час. В случае такой наклоненной орбиты апогей остается фиксированным, и при появлении спутника в северном полушарии его можно использовать для поддержания связи в течение нескольких часов каждый день. Наличие четырех таких спутников, фазы орбит которых сдвинуты на  $90^\circ$ , позволит осуществлять непрерывную связь между всеми точками, расположенными севернее  $50^\circ$  северной широты, долготы которых отличаются не более чем на  $100^\circ$ .

При расчете характеристик системы связи между точками на поверхности Земли с помощью спутников-ретрансляторов необходимо учитывать множество факторов. Мощность шумов на входе приемника равна  $kT_N f_b$ , где  $T_N$  включает составляющие, связанные с приемником, антенной и небом. Как показано на рис. 24.5, величины этих составляющих являются функцией частоты. Влияние земной атмосферы [127, 319, 325] становится весьма заметным при малых углах места и более высоких частотах; при низких частотах более заметным оказывается шум галактик. С учетом шума усилите-

лей получаем широкий оптимум [355, 374, 375] для рабочих частот радиорелейной связи с использованием спутников, простирающийся от 2 до 8 Гц.

При конструировании реальных систем связи с использованием спутников для обеспечения низкого уровня шума необходимо учитывать несколько взаимосвязанных факторов [348, 349, 368]. Первый каскад приемника можно выполнять на электронных лампах, мазерах [305, 337, 347] или в виде параметрического усилителя [395] в зависимости от принятой [364] шумовой температуры системы. Затухание входной линии передачи должно сохраняться малым, так как увеличение затухания на 0,1 дб увеличивает эквивалентную

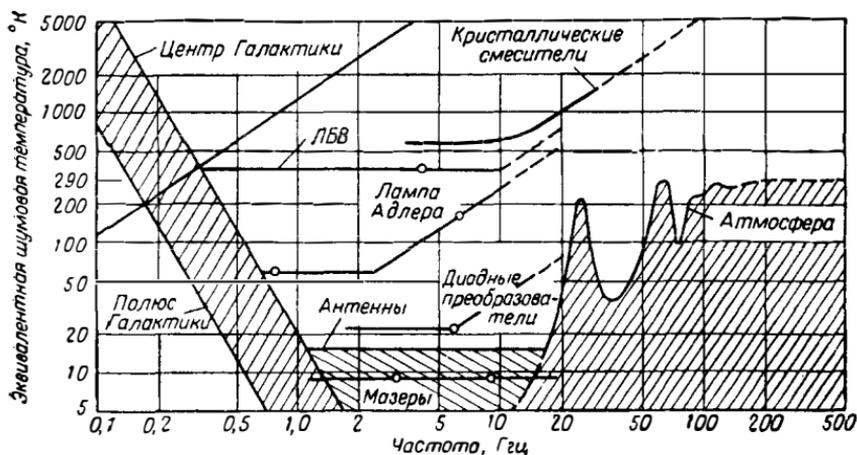


Рис. 24.5. Характеристики приемника для связи в космосе.

Шумовая температура различных типов приемников сравнивается с шумовым фоном Галактики, атмосфериков при угле возвышения  $10^\circ$  и шумами антенны (из статьи Neergaard L. S., *RCA Rev.*, 1959, 20, p. 3).

шумовую температуру системы на  $6^\circ \text{К}$ . Наличие боковых лепестков диаграммы направленности, как это будет показано в разд. 26.1, приводит к увеличению эквивалентной шумовой температуры антенны. Дополнительный шум вносится также дождем [336, 392] и такими дискретными источниками излучения, как Солнце [293], но главное влияние оказывает излучение земной поверхности [396] при температуре  $290^\circ \text{К}$ . Несмотря на возможность получения некоторого выигрыша путем применения отражающих экранов, антенны [119, 353, 389] необходимо конструировать таким образом, чтобы обеспечить низкий уровень шума путем уменьшения боковых лепестков и доли излучения первичного излучателя, минующей зеркало.

В случае пассивного ретранслятора, выполненного в виде отражающей сферы диаметром  $d$ , затухание радиоволн на интервале

распространения можно определить путем некоторого преобразования формулы (23.1)

$$L = P_T / P_{\text{мин}} = 16 \lambda^2 D^4 / A_e^4 d^2, \quad (24.10)$$

где  $D$  — геометрическое среднее расстояний от спутника до передающей и приемной точек. Например, если  $d = 30$  м,  $\lambda = 15$  см,  $A_e = 963$  м<sup>2</sup> и  $D = 8993$  км, то затухание радиоволн на интервале распространения равно 185,1 дБ. Для типовой системы с частотной модуляцией [62], полоса пропускания которой равна 5 МГц, а частота несущей  $f$  равна 2 ГГц, при шумовой температуре приемника 20° К величина  $P_{\text{мин}}$  оказывается равной —133,8 дБ по отношению к 1 Вт. Из уравнения (24.10) получаем, что в данном случае величина  $P_T$  равна 43,9 дБ по отношению к 1 Вт, т. е. 85 кВт. Полагая размеры антенны неизменными, для случая  $f = 8,5$  ГГц имеем  $P_T = 6,65$  кВт. И в том и в другом случае мы получили значения мощности передатчика, достижимые в реальных условиях.

Можно полагать, что активный ретранслятор представляет собой широкополосный мал шумящий усилитель, величина выходной мощности которого  $P_T$  ограничивается лишь соображениями срока службы и габаритов. Связь активного ретранслятора с передающим и приемным пунктами на Земле осуществляется с помощью ненаправленных антенн, а именно диполей, эффективная поверхность которых  $A_{\text{sat}}$  равна  $3\lambda^2/8\pi$ . Определяющими факторами являются размер и шумовая температура антенны в приемном пункте на Земле и выходная мощность передатчика спутника. Величину затухания радиоволн на интервале распространения можно определить путем преобразования формулы (23.1) к виду

$$L = P_T / P_{\text{мин}} = \lambda^2 D^2 / A_{\text{sat}} A_e R. \quad (24.11)$$

Полагая все параметры идентичными рассмотренному случаю пассивного ретранслятора, получим, что мощность передатчика спутника должна быть равна 25,4 Вт. Для обеспечения такой величины выходной мощности необходим источник питания мощностью в несколько ватт. Этим требованиям удовлетворяют солнечные батареи. Для нормальной работы активного ретранслятора, находящегося на 24-часовой орбите, требуется значительно большая мощность передатчика. Однако ее можно уменьшить путем использования стабилизированной в пространстве высоконаправленной антенны.

Результаты анализа, свидетельствующие о том, что связь с помощью спутников [316] окажется удовлетворительной для обеспечения работы многоканальной телефонии [349], телеметрии [370] и телевидения [361], были подтверждены различными экспериментами. С помощью спутника «Тирос» оказалось возможным получить телевизионное изображение в инфракрасных лучах, которое после записи на магнитную ленту несколько позднее было передано на Землю и принято наземной станцией. Требуемая для работы аппара-

туры мощность  $18 \text{ вт}$  обеспечивалась солнечными батареями. С помощью спутника «Курьер» была обеспечена работа четырех телефонных и двадцати телеграфных каналов. Аппаратура спутника позволяла одновременно с передачей информации на Землю осуществлять ее прием, запоминание и последующую передачу в нужный момент времени.

Пассивный спутник «Эхо» [350, 371] представляет собой наполненный газом баллон из пластика, покрытый алюминием. Диаметр газонаполненной сферы равен  $30 \text{ м}$ . Наземный передатчик мощностью  $10 \text{ квт}$  работал на частоте  $2,39 \text{ Гц}$ ; размер параболоида передающей антенны равен  $25,5 \text{ м}$ . Прием обеих составляющих радиоволн с круговой поляризацией осуществлялся с помощью малозумящего рупорного рефлектора [318, 352, 373] с апертурой около  $2 \text{ м}^2$ . После разложения радиоволн с круговой поляризацией на две составляющие с ортогонально-линейными поляризациями последние поступают на вход двухканального мазера [372] по отдельным волноводам. Полная шумовая температура системы, равная  $18,9^\circ \text{ К}$ , определяется следующими составляющими температуры: неба  $2,3^\circ \text{ К}$ , антенны  $2^\circ \text{ К}$ , волновода  $7^\circ \text{ К}$ , мазера  $7^\circ \text{ К}$ , смесителя  $0,6^\circ \text{ К}$ . Опыт применения спутника «Телестар» показал [397, 398], что активные спутники имеют достаточную практическую ценность.

В разд. 26.5 приведен вывод уравнений для определения интенсивности радиоволн, отраженных от поверхности Луны. Из характеристик, приведенных на рис. 26.16, следует, что величина затухания радиоволн на пути распространения до Луны и обратно равна  $200 \text{ дб}$ . Отсюда становится ясным, что для обеспечения радиосвязи за счет использования отражения от Луны [24, 111] требуются мощные передатчики, высоконаправленные антенны и чувствительные приемники.

В работе [259] приведено сообщение о первом случае приема телеграфного сигнала путем использования отражения от Луны; частота несущей была равна  $418 \text{ МГц}$ . В другой работе [362] упоминается о последующем удачном опыте осуществления телефонной связи таким же способом. Было обнаружено, что при приеме отраженного сигнала наблюдается быстрый и медленный фединг, причем первый объясняется неровностью поверхности Луны, а второй — явлением вращения Фарадея, имеющим место в ионосфере. В процессе опытов по определению качественных и количественных характеристик связи [323, 394] использовались передатчик мощностью  $1 \text{ квт}$ , работающий на частоте  $201 \text{ МГц}$ , и антенна диаметром  $75 \text{ м}$  [358]. Применение антенны, рассчитанной на прием волн с круговой поляризацией, позволило ликвидировать явление медленного замирания; при этом глубина быстрого фединга была на уровне  $4 \text{ дб}$  в течение  $50\%$  времени. Опыты показали, что использование Луны в качестве элемента радиорелейной линии оказывается эффективным для обеспечения работы телефонных и телеграфных линий связи [393].

## 24.4.2. Межпланетные радиорелейные линии

В настоящее время предложено много проектов обеспечения радиосвязи с космическими кораблями, находящимися далеко за пределами Земли [64, 84, 242, 315, 317, 320, 321, 340]. Характеристики связи в космическом пространстве, как и в рассмотренных ранее случаях, определяются величиной затухания в атмосфере и шумом космического происхождения [367]. Тем не менее довольно удовлетворительных результатов можно достигнуть путем использования достаточно мощных передатчиков, устанавливаемых на борту космических кораблей при стабилизации положения бортовых антенн [23]. Но обеспечить связь на весьма большие расстояния можно лишь путем сужения полосы пропускания до значений, меньших 500 *гц*. Такой узкой полосы пропускания может оказаться достаточно для обеспечения работы телеметрических систем [369, 370], но при этом требуется высокая стабильность частоты генераторов. Значение оптимальной частоты несущей этих радиолиний зависит [123, 365] от таких факторов, как размер апертуры и ширина диаграммы направленности наземных станций. Например, если антенна следящей наземной станции представляет собой параболоид диаметром 75 м, мощность передатчика равна 100 *вт*, частота несущей 1,1 *Гцц*, эквивалентная температура на входе приемника наземной станции 100° К, полоса частот 10 *гц*, а отношение сигнал/шум 10, то дальность связи оказывается равной  $229 \cdot 10^6$  км.

Влияние атмосферы Земли можно уменьшить путем использования ретранслятора. Таким ретранслятором может служить некоторое астрономическое тело, например Солнце [376], но более разумным решением представляется использование искусственного спутника. В качестве оптимальной частоты можно использовать самую высокую из тех, которые можно генерировать когерентно. Она находится в диапазоне миллиметровых длин волн. Если в качестве элемента радиорелейной линии использовать синхронный спутник, то связь с помощью небольшой системы, собранной полностью на полупроводниках и питаемой от солнечных батарей, можно обеспечить до дальностей порядка расстояния до Марса [167]. Требования к бортовой системе спутника следующие: величина мощности излучения 1 *вт*, размер антенны 1 м<sup>2</sup>, площадь солнечных батарей 1 м<sup>2</sup>, эквивалентная шумовая температура на входе приемника 30° К при отношении сигнал/шум 30 *дб*. Линия связи спутник — Земля работает на частоте 3 *Гцц* с шириной спектра сигнала, равной 1 *Мцц*. Линия связи в космосе на частоте 100 *Гцц* может работать при полосе спектра частот 10 *гц*.

Блок-схема системы космической радиорелейной связи с использованием синхронного спутника [167] представлена на рис. 24.6. Для обеспечения малого веса в аппаратуре следует использовать печатные схемы, а для уменьшения размеров элементы регулируемой сфазированной решетки можно располагать по поверхности баллона диаметром в несколько метров. В приемнике и передатчике необ-

ходимо использовать параметрические смесители. Для генерирования колебаний миллиметрового диапазона волн нужной мощности целесообразно применять генераторы на диодах-варакторах, а усилители—на транзисторах. Если мощность передатчика увеличить до пределов, определяемых полным возможным весом спутника в 10 т, а апертуру бортовой антенны спутника принять равной 300 м, то

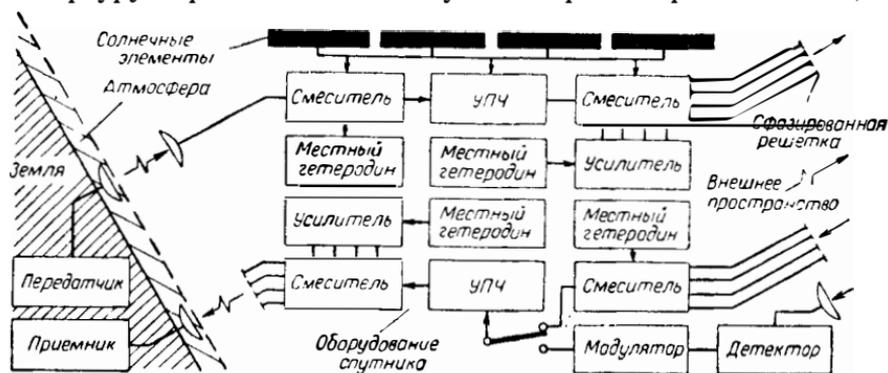


Рис. 24.6. Радиорелейная станция на спутнике для связи в космическом пространстве. (См. [167].)

с помощью такого комплекса можно обеспечить передачу информации с ближайшей звезды Альфа Центавра, находящейся на расстоянии  $4,42 \cdot 10^{13}$  км, со скоростью 1 бит/сек. Многообещающим представляется использование лазеров, излучающих модулированные колебания [399—402].

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Albersheim, W. J., and Schafer, J. P.: «Echo Distortion in the Transmission of Frequency-Division Multiplex», *Proc. I. R. E.*, 1952, **40**, p. 316.
2. Allen, D. H. O., and Winwood, J. M.: «A Low Noise Travelling-Wave Tube Amplifier for the 4000 Mc/s Communication Band», *J. Brit. I. R. E.*, 1957, **17**, p. 75.
3. Allen, D. H. O.: «Travelling-Wave Tube Amplifiers», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 305.
4. Altman, F. J., and Sichak, W.: «A Simplified Diversity Communication System for Beyond-the-Horizon Links», *Trans. I. R. E.*, 1956, **CS-4**, No. 1, p. 50.
5. Altman, F. J., Gray, R. E., Kandoian, A. G., and Sichak, W.: «900 Mc/s Pulse-Time-Modulation Beyond-the-Horizon Radio Link», *Elect. Commun.*, 1956, **33**, p. 143.
6. Altman, F., and Dyer, J. H.: «Multiplex Broadcasting», *Elect. Engng*, 1947, **66**, p. 372.
7. Altman, F. J., Gray, R. E., Kandoian, A. G., and Sichak, W.: «900 Mc/s PTM Over-the-Horizon Radio Link», *Trans. I. R. E.*, 1955, **MTT-3**, p. 165.
8. Anderson, E. W.: «Microwave Radio Toll Systems», *Elect. Engng*, 1958, **30**, p. 267.
9. Andrieux, G.: «Passive Reflector for Hertzian Links», *Onde elect.*, 1956, **36**, p. 57.

10. Andrieux, G.: «Power Amplification with Triodes for 4000 Mc/s», *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 777.
11. Appelt, O. H., Christ, K., and Schmidt, K.: «Microwave Television Radio Relay System», *Elect. Commun.*, 1955, **32**, p. 248.
12. Appelt, O. H., Christ, K., and Schmidt, K.: «The Equipment of the Cologne — Frankfurt — Neustadt Decimetre-Wave Television-Relay Link», *Fernmeldetech. Z.*, 1953, **6**, p. 406.
13. Armstrong, E. H.: «A Method of Reducing Disturbances in Radio Signalling by a System of Frequency Modulations», *Proc. I. R. E.*, 1936, **24**, p. 689.
14. Arnold, C. G., Isaac, V. E., Mathwich, H. R., Privett, R. F., and Thompson, L. E.: «A New High-Capacity Microwave Relay System», *Commun. Electronics*, 1959, No. 45, p. 712.
15. Aschen, R.: «Passive Relay by Microwave Mirror», *T. S. F. et T. V.*, 1958, **33**, p. 5.
16. Atherton, A. H.: «Reflex Klystrons», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 315.
17. Bate man, R.: «Elimination of Interference Type Fading at Microwave Frequencies with Spaced Antennas», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 662.
18. Beam, W. R., and Blattner, D. J.: «Phase Angle Distortion in Travelling-Wave Tubes», *RCA Rev.*, 1956, **17**, p. 86.
19. Beck, A. L., and Cutting, A. B.: «Reflex Klystrons for Centimetre Links», *Proc. I. E. E.*, 1952, **99**, pt IIIA, No. 18, p. 357.
20. Bedrosian, E.: «The Curved Passive Reflector», *Trans. I. R. E.*, 1955, **AP-3**, p. 168, and *Electronics*, 1956, **29**, December, p. 206.
21. Bernadi, L.: «Multichannel Radio Link between Mestre and Trieste», *Poste Telecom.*, 1953, **6**, p. 159.
22. Beverage, H. H., and Peterson, H. O.: «Diversity Receiving System of RCA Communications, Inc., for Radio-Telegraphy», *Proc. I. R. E.*, 1931, **19**, p. 531.
23. Blackburn, W. T.: «Radio Communication with a Space Probe», *J. Brit. Interplan. Soc.*, 1959, **17**, p. 159.
24. Blackburn, W. T.: «Radio Communication with a Lunar Probe», *Proc. Roy. Soc.*, 1959, **253A**, p. 511.
25. Bonneville, S.: «The Canadian Transcontinental Microwave System», *Commun. Electronics*, 1957, No. 32, p. 473.
26. Bray, W. J.: «A Survey of Microwave Radio Communication», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 226.
27. Bray, W. J., and Corke, R. L.: «A Technique for 4000 Mc/s Propagation Testing for Radio-Relay Systems», *Proc. I. E. E.*, 1952, **99**, pt IIIA, p. 281.
28. Bridgewater, T. H.: «Portable U. H. F. — S. H. F. Links», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 291.
29. Broussard, G.: «New Types of Aerial for Long-Range Radio Links», *Ann. Telecomm.*, 1957, **12**, No. 5, p. 195.
30. Brück, L.: «Phase Distortion in Amplification by means of Travelling-Wave Valves», *Arch. elekt. Übertragung*, 1953, **7**, p. 28.
31. Brühl, G.: «A Decimetre-Wavelength Radio Link Network providing High-Quality Programme Channels using Pulse Phase Modulation», *Telefunken Z.*, 1956, **29**, p. 5.
32. Bryant, J. H., Marchese, T. J., and Cole, H. W.: «Some Recent Developments in Travelling-Wave Tubes for Communication Purposes», *Elect. Commun.*, 1952, **29**, p. 229.
33. Bugnolo, D. S.: «Correlation Function and Power Spectra of Radio Links Affected by Random Dielectric Noise», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, No. 2, p. 137.
34. Burke, P. F. C.: «A 4000 Mc/s Travelling-Wave Tube for Microwave Radio Links», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 10, p. 475.
35. Bussey, H. E.: «Suppressing Microwaves by Zonal Screens», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1951, **10**, p. 45.

36. C a b e s s a, R.: «Transhorizon Links: Operating Conditions and Performance», *Onde elect.*, 1960, **40**, p. 24.
37. C a m p b e l l, L. L.: «Storage Capacity in Burst-Type Communication Systems», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1661.
38. C a m p b e l l, L. L., and H i n e s, C. O.: «Bandwidth Considerations in a Janet System», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1658.
39. C a m p b e l l, R. D.: «Path Testing for Microwave Radio Routes», *Commun. Electronics*, 1953, No. 7, p. 326, and *Elect. Engng*, 1953, **72**, p. 571.
- \*40. C a m p b e l l, R. D.: «Radar Interference to Microwave Communication Services», *Commun. Electronics*, 1958, No. 39, p. 717.
41. C a p p u c c i n i F.: «Some Remarks on Passive Repeaters», *Alta Frequenza*, 1958, **27**, 263.
42. C a r a s s a, F.: «The Microwave Television Link Italy-Sardinia», *Alta Frequenza*, 1957, **26**, p. 389.
43. C a s t e l, F. du, and D e r e n n e s, J.: «Diversity Reception of Two Correlated Signals», *Ann. Telecomm.*, 1959, **14**, p. 41.
44. C a s t e l, F. du: «Transhorizon Radio Links, Present and Future Position», *Onde elect.*, 1960, **40**, p. 9.
45. C a s t e l, F. du, B r o u s s a r d, G., M a l n a r, L., and B a u d, R.: «A Prototype Transhorizon Radio-Link Equipment in the 2000 Mc/s Band», *Onde elect.*, 1960, **40**, p. 82.
46. C h a u x, R., and D a s c o t t e, J.: «Passive Repeaters for the Afoufer — Bin-el-Ouidane Link», *Ann. Radioelect.*, 1950, **5**, p. 220.
47. C h e e k, R. C.: «Application of Microwave Channels», *Elect. Engng*, 1951, **70**, p. 500.
48. C h r i s t, K., L a a f f, O., and S c h m i d t, K.: «Radio Link Installations for the Transmission of Telephony and Television in the 4-kMc/s and 2-kMc/s Bands», *Elektrotech. Z.*, 1958, **79A**, p. 687.
49. C i c c o n i, G.: «On the Improvement of Linearity of Reflex Klystrons used as Frequency-Modulated Oscillators», *Alta Frequenza*, 1958, **27**, p. 634.
50. C l a r k e, A. C.: «Extraterrestrial Relays», *Wireless Wld*, 1945, **51**, p. 305.
51. C l a r k, T.: «Standardizing Microwave Communication Systems», *Electronic Industr.*, 1958, **17**, p. 50.
52. C l a v i e r, A. G.: and P h e l i z o n, G.: «Paris — Montmorency 3000-Megacycle Frequency Modulation Radio Link», *Elect. Commun.*, 1947, **24**, p. 159.
53. C l a v i e r, A. G.: «Carrier Power Requirements for Long Distance Communications by Microwaves», *Elect. Commun.*, 1950, **27**, p. 39.
54. C l a v i e r, A. G., P a n t e r, P. F., and D i t e W.: «Signal-to-Noise-Ratio Improvement in a PCM System», *Proc. I. R. E.*, 1949, **37**, p. 355.
55. C l a v i e r, A. G., and G a l l a n t, L. C.: «The Anglo-French Micro-Ray Link between Lypne and St. Inglevert», *Elect. Commun.*, 1934, **12**, p. 222.
56. C l a y t o n, R. J., E s p l e y, D. C., G r i f f i t h, G. W. S., and P i n k h a m, J. M. C.: «The London-Birmingham Television Radio Relay Link», *Proc. I. E. E.*, 1951, **98**, pt 1, p. 204.
57. C o h n, J.: «The Effect of Long Transmission Lines on Klystron Oscillators», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1951, **7**, p. 46.
58. C o h n, J.: «Operating Klystrons in F. M. Microwave Links», *Electronics*, 1952, **25**, June, p. 124.
59. C o m e b e l l i c k, T. A., and F e r g u s o n, M. E.: «Noise Considerations on Toll Telephone Microwave Radio Systems», *Elect. Engng*, 1957, **76**, p. 314, and *Commun. Electronics*, 1957, № 29, p. 87.
60. C o r k e, R. L., and H o o p e r, J.: «Aerials for 4000 Mc/s Radio Links», *Post Office elect. Engrs J.*, 1957, **50**, pt 3, p. 178.

61. Corke, R. L., Ephgrave, E. V., Hooper, J., and Wray, D. A.: «A 4000 Mc/s Radio System for the Transmission of Four Telephony Supergroups (240 Circuits)», *Post Office elect. Engrs J.*, 1957, 50, pt 2, p. 106.
62. Costas, J. P.: «Some Notes on Space Communications», *Proc. I. R. E.*, 1959, 47, p. 1383.
63. Coulson, R. B.: «Travelling-Wave Tubes in Communications», *Electronic Engng.*, 1958, 30, p. 302.
64. Coupling, J. J.: «Don't Write, Telegraph!», *Astounding Sci. Fiction*, 1952, 49, March, p. 82.
65. Crosby, D. R.: «Theoretical Gain of Flat Microwave Reflectors», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1954, pt I, p. 71.
66. Curtis, H. E., and Rice, S. O.: «Interchannel Interference due to Klystron Pullings», *Bell Syst. tech. J.*, 1957, 36, p. 645.
67. Cutts, F. W.: «A Mobile High-Power Microwave Link for Vision and Sound», *Proc. I. R. E.*, 1952, 99, pt IIIA, No. 18, p. 374.
68. Dascotte, J.: «Radio Link Equipment in the 3800—4200 Mc/s Band», *Onde elect.*, 1959, 39, p. 769.
69. Davidson, D., and Mackenzie, B. P.: «Crosstalk Measurements between Antennae on the Johannesburg — Pretoria Microwave Radio System», *Trans. S. Afr. I. F. E.*, 1957, 48, p. 93.
70. Davis, G. W. L., Gladys, S. J., Lang, G. R., Luke, L. M., and Taylor, M. K.: «The Canadian Janet System», *Proc. I. R. E.*, 1957, 45, p. 1666.
71. Dawson, G.: «Portable Equipment for a Microwave Television Link», 1952, 99, pt IIIA, No. 18, p. 379.
72. Dawson, G., Hall, L. L., Hodgson, K. G., Meers, R. A., and Merriman, J. H. H.: «The Manchester — Kirk O'Shotts Television Radio-Relay System», *Proc. I. R. E.*, 1954, 101, pt F, p. 93.
73. Dawson, G., and Korytko, T. K. M.: «S. H. F. Radio Links using Travelling-Wave Output Amplifiers», *Electronic Engng.*, 1958, 30, p. 276.
74. Deam, A. P., and Fannin, B. M.: «Phase-Difference Variations in 9350 Mc/s Radio Signals Arriving at Spaced Antennas», *Proc. I. R. E.*, 1955, 43, p. 1402.
75. DeGrasse, R. W., Hogg, D. C., Ohm, E. A., and Scovill, H. E. D.: «Ultra-Low-Noise Measurements using a Horn-Reflector Antenna and a Travelling-Wave Maser», *J. appl. Phys.*, 1959, 30, p. 2013.
76. Deutsch, J., Haken, W., and Haza-Radlitz, C. V.: «New Isolators for Radio Link Systems», *Nachr. Tech. Z.*, 1959, 12, p. 367.
77. Dixon, G. J., and Thomas, H. H.: «Remote Presentation of Radar Information by Microwave Link», *J. Brit. I. R. E.*, 1957, 17, p. 193.
78. Dockes, J., and Koreicho, W.: «Transhorizon Radio Links in the 4400—5000 Mc/s Band», *Onde elect.*, 1960, 40, p. 100.
79. Doherty, L. H., and Neal, G.: «A 215-Mile 2720 Mc/s Radio Link», *Trans. I. R. E.*, 1959, AP-7, No. 2, p. 117.
80. Drake, F. D.: «How can we Detect Radio Transmissions from Distant Planetary Systems», *Sky Telesc.*, 1960, 19, p. 140.
81. Drexler, J.: «An Experimental Study of a Microwave Periscope», *Proc. I. R. E.*, 1954, 42, p. 1022.
- \*82. Egli, J. J.: «U. H. F. Radio-Relay System Engineering», *Proc. I. R. E.*, 1953, 41, p. 115.
83. Engelmann, H., et al.: «Portable Multi-Channel 11,000 Mc/s Radio Link», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1957, pt 8, p. 150.
84. Eshleman, V. R.: «On the Wavelength Dependence of the Information Capacity of Meteor-Burst Propagation», *Proc. I. R. E.*, 1957, 45, p. 1710.
85. Evertsz, H. C. B.: «Radio Link Operating in 4000 Mc/s Band, for Television and Multichannel Telephony», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1953, 18, p. 301.

86. Fagot, J.: «Physical Problems of Transmission over Radio Links», *Onde elect.*, 1956, **36**, p. 7.
87. Fedida, S.: «Wide-Band Microwave Radio Links», *Marconi Rev.*, 1955, **18**, p. 69.
88. Fedida, S.: «Wide-Band Microwave Transmission Systems», *Point-to-Point Telecomm.*, 1957, **1**, No. 3, p. 26.
89. Fedida, S.: «All Travelling-Wave Tube Systems», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 283.
90. Fedida, S.: «Some Design Considerations for Links carrying Multichannel Telephony», *Marconi Rev.*, 1955, **18**, p. 132.
91. Firestone, W. L.: «Multiplexing Klystrons», *Electronics*, 1951, **24**, p. 112.
92. Floyd, C. F., and White, R. W.: «Microwave Link Development in the Radio Laboratories of the Post Office Engineering Department», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 253.
93. Forster, W. H.: «6000 Mc Television Relay System», *Electronics*, 1949, **22**, January, p. 80.
94. Forsyth, P. A., Vogann, E. L., Hansen, D. R., and Hines, C. O.: «The Principles of Janet — a Meteor-Burst Communication System», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1642.
95. Fredendall, G. L., Schlesinger, K., and Schroeder, A. C.: «Transmission of Television Sound on the Picture Carrier», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 49.
96. Friis, H. T., and Feldmann, C. B.: «A Multiple Unit Steerable Antenna for Short-Wave Reception», *Proc. I. R. E.*, 1937, **25**, p. 841.
97. Friis, H. T.: «Microwave Repeater Research», *Bell Syst. tech. J.*, 1948, **27**, pp. 183 and 229.
98. Froom, R. P., Maddler, J. D. C., and Hilton, C. G.: «A 4000 Mc/s Radio System for the Transmission of Four Telephony Super-Groups (240 Circuits)», *Post Office elect. Engrs J.*, 1957, **50**, pt 2, p. 150.
99. Frost, D.: «Parametric-Amplifier Antenna», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 1163.
100. Germany, L. W., and Lawson, D. I.: «The Transmission of Radiolocation Displays by means of Microwave Linkage Systems», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt IIIA, p. 619.
101. Gerlach, G. G.: «A Microwave Relay Communication System», *RCA Rev.*, 1946, **7**, p. 576.
102. Golding, J. F.: «The White-Noise Method of Measuring Crosstalk and Noise Interference in Multi-Channel Telephone Link Systems», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 349.
103. Goubelin, R.: «Tests on Long Range Decimetre-Wavelength Multiplex Links», *Bull. Soc. Franc. Elect.*, 1955, **5**, p. 700.
104. Goudef, G.: «Travelling-Wave Valves in Radio Beam Links», *Ann. Telecomm.*, 1952, **7**, p. 152.
105. Gough, M. W.: «Microwave Line-of-Sight Propagation», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 237.
106. Gouriet, G. G.: «Random Noise Characteristics of a Pulse-Length-Modulated System of Communication», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt IIIA, p. 551.
107. Grant, J. A.: «Scatter Equipment Built for Canadian Use», *Canad. Electronic Engng*, 1958, **2**, No. 7, p. 30.
- \*108. Gkayson, H., McLeod, T. S., Dunkley, R. A. G., and Dawson, G.: «Circuit Technique in Frequency-Modulated Microwave Links», *Proc. I. E. E.*, 1952, **99**, pt III, p. 256.
109. Greenquist, R. E., and Orlando, A. J.: «An Analysis of Passive Reflector Antenna Systems», *Proc. I. R. E.*, 1954, **42**, p. 1173.
110. Grieg, D. D.: «Multiplex Broadcasting», *Elect. Commun.*, 1946, **23**, p. 19.
111. Grieg, D. D., Metzger, S., and Waer, R.: «Considerations of Moon-Relay Communication», *Proc. I. R. E.*, 1948, **36**, p. 652.

112. Griffith, G. W. S.: «Broadband Microwave Systems Employing U. H. F. Triodes», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 297.
113. Grisdale, G. L.: «Tropospheric Scatter Communication», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 272.
114. Grisdale, G. L., Morris, J. G., and Palmer, D. S.: «Fading of Long-Distance Radio Signals and a Comparison of Space- and Polarization-Diversity Reception in the 6—18 Mc/s Range», *Proc. I. E. E.*, 1957, **104B**, p. 39.
115. Guenther, R.: «Radio Relay Design Data for 60—600 Mc/s», *Proc. I. R. E.*, 1951, **39**, p. 1027.
116. Hamer, R., and Gibbs, C. H.: «A Broad-Band Intermediate-Frequency Amplifier for use in Frequency-Modulation Microwave Radio Relay Systems», *Post Office elect. Engrs J.*, 1957, **50**, p. 124.
117. Hamer, R., and Wilkinson, R. G.: «A Broad-Band Variable Group-Delay Equalizer», *Post Office elect. Engrs J.*, 1957, **50**, p. 120.
118. Hansell, C. W.: «Radio-Relay-Systems Development by the Radio Corporation of America», *Proc. I. R. E.*, 1945, **33**, p. 156.
119. Hansen, R. C.: «Low Noise Antennas», *Microwave J.*, 1959, **2**, No. 6, p. 19.
120. Harkless, E. T.: «A Network for Combining Radio Systems at 4, 6 and 11 kMc/s», *Bell Syst. tech. J.*, 1959, **38**, p. 1253.
121. Harris, B.: «Subcarrier Switch for Microwave Party Line», *Electronics*, 1956, **29**, November, p. 175.
122. Hathaway, S. D., and Evans, H. W.: «Radio Attenuation at 11 kMc/s and some Implications affecting Relay System Engineering», *Bell Syst. tech. J.*, 1959, **38**, p. 73.
123. Haydon, G. W.: «Optimum Frequencies for Outer Space Communications», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1960, **64D**, p. 106.
124. Hitchcock, R. J.: «Long-Distance Communication», *Wireless Wld*, 1960, **66**, p. 161.
125. Hodgson, A. D., and Wills, G. M. B.: «The Microwave System between London and Windsor in Canada», *G. E. C., Telecomm.*, 1956, No. 21, p. 4.
126. Hodgson, A. D., and Wills, G. M. B.: «A British Microwave Television Link in Canada», *G. E. C. J.*, 1956, **23**, No. 3, p. 123.
127. Hogg, D. C.: «Effective Antenna Temperatures due to Oxygen and Water Vapour in the Atmosphere», *J. appl. Phys.*, 1959, **30**, p. 1417.
128. Humphreys, B. L.: «Ferrite Components in Microwave Systems», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 341.
129. Jacobsen, B. B.: «Thermal Noise in Multi-Section Radio Links», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105C**, p. 139.
130. Jakes, W. C.: «A Theoretical Study of an Antenna—Reflector Problem», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 272.
131. James, E. G., Dix, J. C., Cope, J. E., Ellis, C. F., and Anderson, E. W.: «The Development of the Wireless Set No. 10: An Early Application of Pulse-Length Modulation», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt IIIA, p. 517, and *Wireless Wld*, 1946, **52**, pp. 187 and 282.
132. James M.: «Microwave Network now Spans Canada», *Canad. Electronics Engng*, 1958, **2**, No. 9, p. 28.
133. Jelonek, Z., Fitch, E., and Chalk, J. H. H. «Diversity Reception», *Wireless Engr*, 1947, **24**, p. 54.
134. Käch, A.: «Interference Spectra and Aerial Filters. A Note on the Problem of the Simultaneous Operation of Directional Radio Systems with Pulse Modulation», *Nachr. Tech. Z.*, 1956, **9**, p. 63.
135. Kahn, L.: «Radio Squarer», *Proc. I. R. E.*, 1954, **42**, p. 1704.
136. Kamen, I.: «Large Antenna Systems for Propagation Studies», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 51.
137. Kawazu, S., Kato, S., and Morita, K.: «Over-Sea Propagation of Microwaves and Anti-Reflected-Wave Antenna», *Rep. Elect. Commun. Lab. Tokyo*, 1959, **7**, p. 171.

- \*138. Kaylor, R. L.: «A Statistical Study of Selective Fading of Super-High-Frequency Radio Signals», *Bell Syst. tech. J.*, 1955, **32**, p. 1187.
139. Keubby, M. H., and Culbertson, A. F.: «A 6000-Megacycle Radio System for Toll Telephone Service», *Commun. Electronics*, 1959, No. 40, p. 969.
140. Kelleher, K. S., and Shelton, J. P.: «Limitation of Satellite Antennas using Spherical Arrays», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 74.
141. Kilvington, T.: «The London—Isle. of Wight Television Link, Stage 1», *Post Office elect. Engrs J.*, 1955, **48**, pt 1, p. 36.
142. King, G., Lewin, L., Lipinski, J., and Setchfield, J. B.: «Microwave Techniques for Communication Links», *Proc. I. E. E.*, 1952, **99**, pt III, p. 275.
143. Kirke, H. L.: «The Application of Pulse Technique to Broadcasting» *B. B. C. Quart.*, 1946, **1**, p. 62.
144. Kleen, W.: «Ultra-High-Frequency Valves for a Wide-Band Radio-Link System», *Arch. elekt. Übertragung*, 1956, **10**, p. 415, and *Onde elect.*, 1957, **37**, p. 894.
145. Klein, W.: «The Design of Travelling-Wave Output Valves for Microwave Relay Stations», *Arch. elekt. Übertragung*, 1955, **9**, p. 55.
146. Klein, W.: «The Limits of Amplification of Travelling-Wave Valves for Radio Links», *Arch. elekt. Übertragung*, 1959, **13**, p. 273.
147. Knudsen, H. L., and Andreason, M.: «A Theory of Plane Reflectors in Microwave Antenna Systems», *Trans. Danish Acad. Tech. Sci.*, 1952, No. 3, p. 5.
148. Kuck, R. G.: «The Expansion of the Pacific Coast Microwave Network», *Commun. Electronics*, 1959, No. 40, p. 898.
149. Kummer, M.: «The Ideal Plane Reflector», *Nachr. tech.*, 1958, **8**, p. 61.
150. Kurokawa, H., Someya, I., and Morita, M.: «New Microwave Repeater System Using a Single Travelling-Wave Tube as Both Amplifier and Local Oscillator», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1604.
- \*151. Kuznetsov, V. D.: «Aerial System with Raised Reflector», *Radiotekhnika*, 1956, **11**, p. 4.
152. Laaff, O., and Bettinger, O.: «P. P. M. Radio-Link Equipment», *Fernmeldetech. Z.*, 1955, **8**, p. 43.
153. Labin, E.: «Microwave Radio Relay Systems», *Elect. Commun.*, 1947, **24**, p. 131.
- \*154. Lacy, R. E., and Sharp, C. E.: «An F. M. Microwave Radio Relay», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 125.
155. Laico, J. P., McDowell, H. L., and Moster, C. R.: «A Medium-Power Travelling-Wave Tube for 6000 Mc/s Radio Relay», *Bell Syst. tech. J.*, 1956, **35**, p. 1285.
156. Lambert, D. E.: «Coaxial-Line Velocity-Modulated Oscillator Valves», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 324.
157. Lambert, D. E.: «A Coaxial-Line Velocity-Modulated Oscillator for Use in Frequency-Modulated Radio Links», *Proc. I. E. E.*, 1952, **99**, pt IIIA, No. 18, p. 421.
158. Lamont, H. R. L., Robertshaw, R. G., and Hamerton, T. G.: «Microwave Communication Link», *Wireless Engr*, 1947, **24**, p. 323.
159. Laurens, A., Koenig, J. D., and Carzan, C.: «Transhorizon Television Transmission Tests at 4000 Mc/s», *Onde elect.*, 1960, **40**, p. 106.
160. Laver, F. J. M.: «An Introduction to some Technical Factors Affecting Point-to-Point Radiocommunication Systems», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102B**, p. 733.
161. Lemoine, P.: «A Diversity Combiner for Transhorizon Links», *Onde elect.*, 1960, **40**, p. 112.
162. Lewin, L., and Payne, J.: «Aerial Feeders for Multichannel Links», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 414.

163. Lindroth, K.: «Reflection of Electromagnetic Waves from Thin Metal Strips (Passive Antennas)», *K. Tekn. Hogsk. Handl.*, 1955, No. 91, p. 62.
164. Lodge, Oliver, J.: «Signalling through Space without Wires», *Electrician*, 1898, 40, p. 374.
165. Long, W. G., and Weeks, R. R.: «Quadruple-Diversity Tropospheric Scatter System», *Trans. I. R. E.*, 1957, CS-5, No. 3, p. 8.
166. McCaffrey, B. I.: «Siting Microwave Antennas by Helicopter», *Electronics*, 1951, 24, September, p. 82.
167. McCoy, C. T.: «Satellite Communication», *Proc. I. R. E.*, 1959, 47, p. 2019.
168. McDavitt, M. B.: «6000 Mc/s Radio-Relay System for Broadband, Long Haul Service in the Bell System», *Alta Frequenza*, 1957, 26, No. 5, p. 1, and *Commun. Electronics*, 1958, No. 34, p. 715.
169. McGuire, J. H., and Nowacki, P. J.: «A Common-Wave Duplex Pulse-Communication System», *J. I. E. E.*, 1947, 94, pt IIIA, p. 528.
170. McNitt, J. R.: «Practical Considerations for Forward Scatter Applications», *Trans. I. R. E.*, 1956, CS-4, No. 2, p. 28.
171. McSweeney, R.: «Very-High-Frequency Radio Link Between Puerto Rico and the Virgin Islands», *Elect. Commun.*, 1955, 32, p. 238.
172. Mack, C. L.: «Diversity Reception in U. H. F. Long-Range Communications», *Proc. I. R. E.*, 1955, 43, p. 1281.
173. Magnuski, E., and Kock, T. F.: «Passive Repeater Bends Microwave Beam», *Electronics*, 1953, 26, p. 134.
174. Maillard, J., Voge, J., and Chavance, P.: «Mobile Equipment for the Study of Centimetre-Wave Propagation», *Ann. Telecomm.*, 1951, 6, p. 131.
175. Mandel, P.: «900 Mc/s Transhorizon Radio-Link Equipment of the Compagnie Générale d' Electricité», *Onde elect.*, 1960, 40, p. 58.
176. Marconi, G.: «Radio Communication by Means of Very Short Electric Waves», *Proc. Roy. Instn G. B.*, 1933, 22, p. 509, and *Trans. I. R. E.*, 1957, AP-5, p. 90.
177. Mathwich, H. R., Nuttall, E. D., Pitman, J. E., and Randolph, A. M.: «Propagation Test on Microwave Communication Systems», *Elect. Engng*, 1956, 75, p. 1020.
178. Medhurst, R. G.: «Passive Microwave Mirrors», *Electronic Radio Engr*, 1959, 36, p. 443.
179. Meecham, L. A., and Peterson, E.: «An Experimental Multi-Channel P. C. M. System of Toll Quality», *Bell Syst. tech. J.*, 1948, 27, p. 1.
180. Meeks, M. L., and James, J. C.: «On the Choice of Frequencies for Meteor-Burst Communication», *Proc. I. R. E.*, 1958, 46, p. 1871.
181. Megla, G.: «The Use of the Lower Centimetre Wavelengths for Radio Communication», *Hochfreq. Elektroak.*, 1956, 64, p. 194.
182. Mellen, G. L., Marrow, W. E., Poté, A. J., Radford, W. H., and Wiesner, J. B.: «U. H. F. Long-Range Communication Systems», *Proc. I. R. E.*, 1955, 43, p. 1269.
183. Merriman, J. H. H., and White, R. W.: «The Application of Frequency Modulation to V. H. F. Multi-Channel Radiotelephony», *J. I. E. E.*, 1947, 94, pt IIIA, p. 649.
184. Millar, J. Z., and Sullinger, W. B.: «A Microwave System for Television Relaying», *Proc. I. R. E.*, 1950, 38, p. 125.
185. Millington, G.: «Tropospheric Scatter Propagation», *Electronic Engng*, 1958, 30, p. 248.
186. Misme, P.: «Radio-Climatic Influences on Transhorizon Links», *Onde elect.*, 1960, 40, p. 116.
187. Montagnani, S.: «Radio-Link Network», *Poste Telecom.*, 1955, 23, p. 884.
188. Montgomery, G. F., and Sugar, G. R.: «The Utility of Meteor

- Burs's for Intermittent Radio Communication», *Proc. I. R. E.*, 1957 **45**, p. 1684.
189. Montgomery, G. F.: «Intermittent Communication with a Fluctuating Signal», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1678.
  190. Moreno, T.: «Transmitting Tubes for Scatter Communications», *Trans. I. R. E.*, 1956, **CS-4**, No. 1, p. 64.
  191. Moriarty, T. H.: «Resonant-Ring Diplexing in Forward-Scatter Systems», *Electronics*, 1959, **32**, July, 3rd, p. 54.
  192. Morita, K., and Kakita, K.: «Fading in Microwave Relays», *Rep. elect. Commun. Lab. Tokyo*, 1958, **6**, p. 352.
  193. Morita, K.: «Fading of Microwave Relay Links», *F. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1959, **42**, p. 923.
  194. Morrow, W. E., Mack, C. L., Nichols, B. E., and Leonard J.: «Single Sideband Techniques in U. H. F. Long-Range Communications», *Proc. I. R. E.*, 1956, **44**, p. 1854.
  195. Müller, M.: «Design Considerations for Output Stages using Travelling-Wave Valves in Radio-Link Equipment», *Nachr. Tech. Z.*, 1957, **10**, p. 11.
  196. Mumford, A. J.: «The Guernsey-Chaldon Ultra-Short-Wave Radio Telephone Circuit», *Post Office Elect. Engrs J.*, 1936, **29**, p. 124.
  197. Mumford, A. H.: «Recent Developments in Communications Engineering», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt III, p. 2.
  198. Mumford, A. H., and Booth, C. F.: «Television Radio-Relay Links», *Post Office elect. Engrs J.*, 1950, **43**, p. 23.
  199. Mumford, A. H., Booth, C. F., and White, R. W.: «The London—Castleton Experimental Radio-Relay System», *Post Office elect. Engrs J.*, 1950, **43**, p. 93.
  200. Murray, J. K.: «U. H. F. Power Meter for Operation in the 2000 Mc/s Communication Band», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 345.
  201. Nexon, V. J.: «Microwave Developments Overseas», *Commun. Engng*, 1953, **13**, p. 19.
  202. Nexon, V. J.: «Industry Co-ordination of Microwave Communications Systems», *Elect. Engng*, 1954, **73**, p. 537.
  203. Nomura, T., Suzuki, K., Mita, S., and Sawazaki, N.: «Microwave Relay for Japanese Television», *Electronics*, 1954, **27**, June, p. 152.
  204. Norris, V. J.: «Multi-cavity Klystrons», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 321.
  - \*205. Norton, K. A.: «Point-to-Point Radio Relaying via the Scatter Mode of Tropospheric Propagation», *Trans. I. R. E.*, 1956, **CS-4**, No. 2, p. 39.
  206. Parmeggiani, G.: «Directive Aerials with Dual Polarization», *Alta Frequenza*, 1958, **27**, p. 794.
  207. Pearce, A. F., and Mayo, B. J.: «The Design of a Reflex-Klystron Oscillator for Frequency Modulation at Centimetre Wavelengths», *Proc. I. E. E.*, 1952, **99**, pt IIIA, No. 18, p. 445.
  208. Pearson, K. W.: «The Planning of Tropospheric Scatter Systems», *Alta Frequenza*, 1957, **26**, p. 463.
  209. Pederson, G.: «Long-Distance Telephone Links and the Microwave Copenhagen-Skamlebaek Installation», *Telefennik*, 1951, **2**, p. 153.
  210. Peters, O. F., Stjernberg, B. K. E., and Forsgren, S. K. H.: «Microwave Propagation in the Optical Range», *Chalmers Tekn. Hagsk. Handl.*, 1951, **108**, p. 1.
  211. Pickard, G. W., and Stetson, H. T.: «Comparison of Tropospheric Reception», *J. atmos. terrest. Phys.*, 1950, **1**, p. 32.
  212. Pierce, J. R., and Kompfner, R.: «Transoceanic Communication by Means of Satellites», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 372.
  213. Pierce, J. R.: «Orbital Radio Relays», *Jet Propulsion*, 1955, **25**, p. 153.
  214. Polonsky, J.: «Microwave Television Mobile Relay for Outside Broadcastings», *J. Brit. I. R. E.*, 1960, **20**, p. 91.

215. Possenti, R.: «An Unusual Application of an Aerial Reflector», *Note Recensioni Notiz.*, 1958, 7, p. 736.
216. Rach, R. A.: «An Investigation of Storage Capacity Required for a Meteor-Burst Communications System», *Proc. I. R. E.*, 1957, 45, p. 1707.
217. Bavenscroft, I. A., and White, R. W.: «A Frequency Modulator for Broad-Band Radio Systems», *Post Office elect. Engrs J.*, 1955, 48, pt 2, p. 108.
218. Rector, R. V., and Sutter, W. E.: «Microwave Systems for 960 and 2000 Mc/s», *Trans. Amer. I. E. E.*, 1950, 69, p. 1100.
219. Reid, D. G.: «A 60-centimetre Multi-Channel System Employing Pulse-Position Modulation», *J. I. E. E.*, 1947, 94, pt IIIA, p. 573.
220. Reid, D. G., and Garlick, J. K.: «A Centimetre-Wavelength Beam Telephone», *J. I. E. E.*, 1947, 94, pt IIIA, p. 605.
221. Rendall, A. R. A., and Anderson, W. N.: «Temporary Linkages for Outside Broadcast Purposes», *Proc. I. E. E.*, 1952, 99, pt IIIA, p. 323.
222. Rider, G. C.: «Some Tropospheric Scatter Propagation Measurements and Tests of Aerial Siting Conditions at 858 Mc/s», *Proc. I. E. E.*, 1958, 105B, Sup. No. 8, p. 143.
223. Ring, D. H.: «The Measurement of Delay Distortion in Microwave Repeaters», *Bell Syst. tech. J.*, 1948, 27, p. 247.
224. Roetken, A. A., Smith, K. D., and Friis, R. W.: «The TD-2 Microwave Radio Relay System», *Bell Syst. tech. J.*, 1951, 30, p. 1041.
225. Rogers, D. C.: «The Travelling-Wave Tube as Output Amplifier in Centimetre Wave Radio Links», *Proc. I. E. E.*, 1953, 100, pt III, p. 151.
226. Roschlau, H.: «Mobile Outside-Broadcast Decimetre-Wave Equipment for Television Transmission», *Tech. Hausmitt. Nordwestdeutschen Rdfunks*, 1953, 5, p. 144.
227. Rosencrans, C. A.: «Application of Polarity Diplexing to Microwave Relay Systems», *TV Engng*, 1951, 2, p. 14.
228. Ross, S. J.: «Very-High-Frequency and Ultra-High-Frequency Radio Links in the Australian Post Office Communication Network», *J. Instn Engrs Austral.*, 1951, 23, p. 11.
229. Rothe, H.: «Valves for Input and Output Stages in the 4 kMc/s Band», *Fernmeldetech. Z.*, 1954, 7, p. 532.
230. Rous, R. F.: «Pulse-Time-Modulation Terminals for Music Transmission over Radio Links», *Proc. I. E. E.*, 1956, 103B, p. 283.
231. Rudilosso, C.: «Electromagnetic Prisms in Microwave Links», *Note Recensioni Notiz.*, 1958, 7, p. 634.
232. Sacco, L.: «The Radio Link under Conditions of Atmospheric Super-refraction», *Alta Frequenza*, 1955, 24, p. 436.
233. Sawazaki, N., and Hanma, T.: «New Microwave Repeater System Using Travelling-Wave Tubes», *Proc. I. R. E.*, 1956, 44, p. 19.
234. Scarborough, R. J. D., Ferguson, K. H., and Searls, A. W.: «The Generation of Stable Carrier Frequencies in the Range 3800—4200 Mc/s», *Post Office elect. Engrs J.*, 1959, 52, p. 125.
235. Schlegelmilch, H. K., Nilssen, O. K., and Pan, W. Y.: «Antenna-Multiplex System Design», *Electronics*, 1957, 30, July, p. 148.
236. Schmidt, K. O.: «The Planning of Beam Links in the Decimetre and Centimetre Wavebands», *Telefunken Z.*, 1951, 24, p. 129.
237. Schmidt, K. O.: «Decimetre- and Centimetre-Wave Beam Links, with reference to C. C. I. F. Requirements», *Funk Ton*, 1952, 16, p. 176.
238. Schmidt, W.: «The C. W. Magnetron Valve Type 7091», *Elektron. Rdsch.*, 1958, 12, p. 309.
239. Sheffield, H. C.: «Microwave Relay System between Saint John and Halifax», *Elect. Commun.*, 1955, 32, p. 215, and *Trans. I. R. E.*, 1956, CS-4, No. 2, p. 144.
240. Siekanowitz, W. W.: «A Developmental Medium-Power Travelling-Wave Tube for Relay Service in the 2000 Mc/s Region», *Proc. I. R. E.*, 1954, 42, p. 1091.

241. Sinclair, G.: «The Transmission and Reception of Elliptically Polarized Waves», *Proc. I. R. E.*, 1950, **38**, p. 148.
242. Smith, G. O.: «QRM Interplanetary», *Astounding Sci. Fiction*, 1942, **30**, October, p. 109.
243. Soejima, T.: «Passive Repeater of the Second Kind using Double Flat Reflectors», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1959, **42**, p. 502.
244. Speaks, F. A.: «Power Amplifier Klystron for U. H. F. Transmission», *Trans. I. R. E.*, 1956, **CS-4**, No. 1, p. 69.
245. Speed, R. F. B.: «A 24-Channel Pulse-Time Modulation System», *Proc. I. E. E.*, 1955, **102B**, p. 375.
246. Stainsby, A. G.: «Backward Wave Oscillators», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 329.
247. Staras, H.: «Diversity Reception with Correlated Signals», *J. appl. Phys.*, 1956, **27**, p. 93.
248. Staras, H.: «The Filling-In of an Antenna Null by Off-Path Scattering on a Tropospheric Scatter Circuit», *Trans. I. R. E.*, 1959, **AP-7**, p. 277.
249. Starr, A. T.: «High-Power Communication at Centimetre Wavelengths», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt IIIA, p. 546.
250. Starr, A. T., and Walker, T. H.: «Microwave Radio Links», *Proc. I. E. E.*, 1952, **99**, pt III, p. 241.
- \*251. Starr, A. T.: «Radio and Radar Technique» (Pitman, London, 1953).
252. Staton, M. G.: «A Simple Microwave Relay Communication System», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1950, **9**, p. 40.
253. Staton, M. G.: «Portable Microwave for Allied Forces in Europe», *Electronics*, 1953, **26**, December, p. 130.
254. Steele, G. F.: «The Modulation of Travelling -Wave Tubes», *Electronic Engng*, 1957, **29**, p. 429.
255. Stevens, R. F., and Stringfield, T. W.: «Microwave Applications to Bonneville Power Administration System», *Elect. Engng*, 1951, **70**, p. 29.
256. Stracca, G. B.: «Microwave Amplification by Grounded-Grid Triodes», *Alta Frequenza*, 1958, **27**, p. 578.
257. Strazza, L. E., and Joyce, R. C. S.: «Surveying for Microwave Relay Systems», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 262.
258. Strong, E. M., Warchol, E. J., and Benson, S. E.: «Microwave Radio Communication under Severe Winter Conditions on the Bonneville Power Administration System», *Commun. Electronics*, 1957, No. 33, p. 655.
259. Sulzer, P. G., Montgomery, G. F., and Gerks, I. H.: «An U. H. F. Moon Relay», *Proc. I. R. E.*, 1952, **40**, p. 361.
- \*260. Sutherland, J. W.: «Microwave Links for Radar Networks», *Brit. Commun. Electronics*, 1958, **5**, p. 688.
261. Svien, A. J., and Domingue, J. C.: «Tropospheric Scatter Propagation Characteristics», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 1, p. 3.
- \*262. Tartakovski, L. B., and Pokras, A. M.: «Theory of Periscope Aerial Systems», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 186.
263. Tidd, W. H.: «Demonstration of Bandwidth Capabilities of Beyond-Horizon Tropospheric Radio Propagation», *Proc. I. R. E.*, 1955, **43**, p. 1297.
264. Thayer, G. N., Roetken, A. A., Friis, R. W., and Durkle, A. L.: «A Broad-Band Microwave Relay System between New York and Boston», *Proc. I. R. E.*, 1949, **37**, p. 183.
265. Thomas, L. R.: «Microwaves as Applied to Railroad Operation in the Gulf Coast Area», *Elect. Engng*, 1954, **73**, p. 63.
266. Thompson, L. E.: «A Microwave Relay System», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 936.
267. Thomson, J., Dealy, J. D., Richmond, I. J., Pugliese, F., and Borg, H.: «Ultra-High-Frequency Techniques applied to Mobile and Fixed Communication Services», *J. I. E. E.*, 1947, **94**, pt IIIA, p. 107.

268. Tolman, J.: «Automatic Control of Distortion in Wide-Band Frequency-Modulated Microwave Links», *Electronic Engng*, 1959, **31**, p. 722.
269. Tremlett, C. A., and Williams, A. D.: «Triodes and Tetrodes for U. H. F. — S. H. F. Operation», *Electronic Engng*, 1958, **30**, p. 335.
270. Vadnjai, M.: «Applications of Ferrites in Microwave Radio Links», *Alta Frequenza*, 1958, **27**, p. 615.
271. Vecchiacchi, F.: «The Milan—Turin Television Radio Link», *Ricerca Sci.*, 1954, **24**, p. 1978.
272. Vikram Singh, R., Rao, M. N., and Uda, S.: «Microwave Antenna Characteristics in the Presence of an Intervening Ridge», *J. Instn Telecomm. Engrs (New Delhi)*, 1957, **3**, p. 274.
273. Vincent, W. R., Wolfram, R. T., Sifford, B. M., Jaye, W. E., and Peterson, A. M.: «A Meteor-Burst System for Extended Range V. H. F. Communications», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 1693.
274. Vifi, E.: «A 6000-Mc/s Communication System for 300 Telephone Channels», *Alta Frequenza*, 1958, **27**, p. 752.
275. Voge, J.: «High Frequency Tubes and Measuring Equipment — Applications to Telecommunication and Radar» (Eyrolles, Paris, 1951).
276. Vogelmann, J. H., Ryerson, J. L., and Bickelhaupt, M. H.: «Tropospheric Scatter System using Angle Diversity», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 688.
277. Wambeck, S. H. Van, and Ross, A. H.: «Performance of Diversity Receiving Systems», *Proc. I. R. E.*, 1951, **39**, p. 256.
278. Weiss, J. A.: «A Faraday-Rotation Switch for the TH System», *Bell Lab. Rec.*, 1959, **37**, p. 139.
279. Wentz, J. F., and Smith, K. D.: «A New Microwave Television System», *Trans. Amer. I. E. E.*, 1947, **66**, p. 465.
280. Willis, F. H.: «Some Results with Frequency Diversity in a Microwave Radio System», *Commun. Electronics*, 1957, No. 29, p. 63.
281. Wittke, J. P.: «Molecular Amplification and Generation of Microwaves», *Proc. I. R. E.*, 1957, **45**, p. 291.
282. Worsley, P. K.: «Electron-Tubes for Microwave Applications», *Brit. Commun. Electronics*, 1956, **3**, p. 606.
283. Yang, R. G. H.: «Illuminating Curved Passive Reflector with Defocused Parabolic Antenna», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, pt. 1, p. 260.
284. Yeh, L. P.: «Tropo-Scatter System Design Charts», *Electronics*, 1958-**31**, January 17th, p. 91.
285. Zinke, O.: «Cable and Radio Links for the Microwave Range», *Nachr. Tech. Z.*, 1957, **10**, p. 425.
286. International Radio Consultative Committee (C. C. I. R.), Documents of the IXth Plenary Assembly, Los Angeles, 1959.
287. Joint CCIR/CCITT Committee for Television Transmissions (CMTT), Paris, Document 12 (1957).
288. «Microwave Radio Relay Systems Symposium, New York, November 5—6, 1953», *Trans. I. R. E.*, 1954, **MTT-2**, p. 1, and 1954, **CS-2**, p. 1.
289. «Microwave Radio Link for Television», *Elect. Commun.*, 1953, **30**, p. 3.
290. «International Radio Regulations» (Atlantic City Convention, 1947, and Administrative Radio Conference, Geneva, 1959).
291. «Parametric Amplifier Ups Scatter Range», *Electronics*, 1958, **31**, November 7th, p. 96.
292. «Swedish—Norwegian S. H. F. Link», *Overseas Engr*, 1959, **32**, p. 255.
293. Caldecott, R., and Peake, W. H.: «Designing Low-Noise Antennas», *Electronics*, 1961, **34**, January 20th, p. 60.
294. Kibler, L. U.: «Project Echo. Standby Receiver System», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, **40**, p. 1129.
295. Laub, H., and Söhr, W.: «Horn—Paraboloid Antennas for Wide-Band Radio-Link Systems», *Frequenz*, 1956, **10**, p. 33.

296. Polonsky, J.: «Lighthweight Equipment for Radio Relays on Centimetre Wavelengths», *Onde elect.*, 1954, 33, p. 932.
297. Ducot, C.: «A Practical Method of Improving the Performance of Microwave Telephone Links», *Onde elect.*, 1955, 35, p. 41.
298. Voorrips, H. C.: «The Influence of Passive Plane Reflectors in Beam Transmitter Connections», *PTT Bedrijf*, 1955, 6, p. 75.
299. McConoughey, S.: «The Quadriphase Microwave System», *Radio-Electronic Engng*, 1955, 24, p. 15.
300. Ullrich, E. H., and McPherson, W. L.: «Micro-ray Communication», *J. I. E. E.*, 1936, 78, p. 629.
301. Wolff, I., Linder, E. G. and Braden, R. A.: «Transmission and Reception of Centimetre Waves», *Proc. I. R. E.*, 1935, 23, p. 11.
302. Yeh, L. P.: «Recent Advances in Microwave Radio Communications», *Microwave J.*, 1961, 4, July, p. 77.
303. Hamer, R.: «Radio-Frequency Interference in Multi-Channel Telephony F. M. Radio Systems», *Proc. I. E. E.*, 1961, 108B, p. 75.
304. Jackson, J. A. C.: «Development of Radio-Link Aerials for the 4000-Mc/s Band», *Marconi Rev.*, 1961, 24, p. 26.
305. Goodwin, F. E., Kiefer, J. E., and Moss, G. E.: «The Maser Amplifier as a Practical Microwave Component», *Internat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1961, 9, pt 3, p. 76.
306. Hilton, W. F., and Stewart, B.: «The Advantage of Attitude Stabilization and Station Keeping in Communication Satellite Orbits», *J. Brit. I. R. E.*, 1961, 22, p. 193.
307. Buss, B., and Millburn, J. R.: «A Proposal for an Active Communication Satellite System based on Inclined Elliptic Orbits», *I. Brit. I. R. E.*, 1961, 22, p. 209.
308. Pallavicino, L.: «Tropospheric Scatter Radio Links», *Industr. Ital. elettrotec.*, 1956, 9, p. 421.
- \*309. Kimber, B. E., and Pokras, A. M.: «Formulation of Problems in the Theory of a Periscopic Antenna», *Radiotekhnika*, 1957, 12, p. 30.
310. Park, F. R.: «Microwave System controls Fog Alarm», *Electronics*, 1955, 28, July, p. 122.
311. Evans, W. E., and Lowe, R. F.: «Quadriphase — A New Approach to Time Division Multiplexing», *Trans. Amer. I. E. E.*, 1955, 74, p. 900.
312. Armentante, F.: «Passive Repeater Antenna Systems in Radio Links», *Poste Telecom.*, 1956, 24, p. 139.
313. Sakamoto, T., Okamura, S., Yanai, H., Utsunomiya, T., and Nagatake, T.: «Simple Microwave Communication System using a Single Microwave Tube both as Transmitter and as Local Oscillator», *J. Inst. Elect. Commun. Engrs Japan*, 1952, 35, p. 219.
314. Klim a. F., and Tuhl, R.: «Radio Links at Centimetre Wavelengths», *Radio Fernsehen*, 1960, 9, p. 141.
315. Hansen, R. C., and Stephenson, R. G.: «Communication at Megamile Ranges», *J. Brit. I. R. E.*, 1961, 22, p. 329, and *Microwave I.*, 1961, 4, December, p. 79, and 1962, 5, January, p. 79.
316. Telford, M., and Isted, G. A.: «The Need for Fixed-Service Satellite Communication Systems», *J. Brit. I. R. E.*, 1961, 21, p. 482.
317. Pierce, J. R., and Cutler, C. C.: «Interplanetary Communications», *Adv. Space Sci.*, vol. 1 (Academic Press, New York, 1959)
318. «World's Largest Antenna for Space Communications», *Bell Lab. Rec.*, 1961, 39, p. 180.
319. Weger, E.: «Apparent Thermal Noise Temperatures in the Microwave Region», *Trans. I. R. E.*, 1960, AP-8, p. 213.
320. Mueller, G. E., and Taber, J. E.: «An Interplanetary Communication System», *Wescon Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, 3, pt 5, p. 68., and *Trans I. R. E.*, 1959, SET-5, p. 196.
321. Yeh, L. P.: «Communicating in Space», *Electronic Industr.*, 1958, February, p. 54, and 1959, March, p. 94.

322. Hessemer, R. A.: «Scatter Communications with Radar Chaff», *Trans. I. R. E.*, 1961, **AP-9**, p. 211.
323. Ingalls, R. P., Bird, L. E., and Day, L. W. B.: «Band-Pass Measurements of a Lunar Reflection Circuit», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 631.
324. Tischer, F. J.: «Doppler Phenomena in Space Communications», *Trans. I. R. E.*, 1959, **CS-7**, p. 25.
325. Hogg, D. C., and Mumford, W. W.: «The Effective Noise Temperature of the Sky», *Microwave J.*, 1960, **3**, March, p. 80.
326. Glass, R. E.: «A Wide-Band Microwave Link for Telemetry», *Microwave J.*, 1960, **3**, July, p. 58.
327. Hansen, R. C.: «Communications Satellites using Arrays», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1066.
328. Schuon, E., and Butterweck, H. J.: «Linearization of the Frequency-Modulation Characteristic of a Reflex Klystron», *Arch. elekt. Übertragung*, 1958, **12**, p. 99.
329. Tamir, T.: «Swept-Frequency Klystron Operation at Constant Power Levels», *Proc. I. R. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 12, p. 1008.
330. Heidborn, W.: «A Travelling-Wave Tube for Radio Link Operation in the 4-kMc/s Range», *Nachr. tech.*, 1959, **9**, p. 485.
331. Münzer, P.: «Optimum Design of Microwave Periscopes for Radio Link Installations», *Telefunken Z.*, 1959, **32**, p. 269.
332. Düniss, E., and Müller, K. E.: «Investigation of the Reflection Characteristics of Plane Reflectors in the Decimetre Range», *Hochfreq. Elektroak.*, 1960, **68**, p. 185.
333. Schienemann, R.: «7-Gc/s Miniature Radio Link», *Telefunken Z.*, 1959, **32**, p. 251.
334. Beckmann, P., and Kühn, U.: «The Installation of a 1.3-Gc/s Link between Prague and Kolberg near Berlin», *Radio Fernsehen*, 1960, **9**, p. 71.
335. Schelisch, E. F.: «Applications for Ferrite Resonance Isolators» *Point-to-Point Telecomm.*, 1960, **4**, p. 4.
336. Hogg, D. C., and Semplak, R. A.: «The Effect of Rain on the Noise Level of a Microwave Receiving System», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 2024.
337. Meyer, J. W.: «Systems Applications of Solid-State Masers», *Electronics*, 1960, **33**, November 4th, p. 58.
338. Bray, W. J.: «The Standardization of International Microwave Radio-Relay Systems», *Proc. I. R. E.*, 1961, **108B**, p. 180.
339. Kühne, H. D.: «The Deflector as Part of a Directional Antenna System», *Telefunken, Z.*, 1960, **33**, p. 120.
340. Vogelmann, J. H.: «Propagation and Communications Problems in Space», *Proc. I. R. E.*, 1960, **48**, p. 567.
341. Favilli, A.: «Tropospheric Radio Links», *Alta Frequenza*, 1959, **28**, p. 356.
342. Kühn, U., and Beckmann, P.: «Tropospheric-Scatter Communication Link Prague—Berlin at 1.2Gc/s», *Slab. Obz.*, 1960, **21**, p. 131.
343. Wright, K. F., and Cole, J. E.: «Measured Distribution of the Duration of Fades in Tropospheric Scatter Transmissions», *Trans. I. R. E.*, 1960, **AP-8**, p. 594.
344. Doble, R. N., and Rartis, J. E.: «Microwave Systems on the Pacific Great Eastern Railway», *Commun. Electronics*, 1960, No. 46, p. 800.
345. Bartlett, S. C.: «Microwaves and their Use in Power Systems», *Commun. Electronics*, 1960, No. 46, p. 1095.
346. Stein, S., and Johansen, D. E.: «A Theory of Antenna Performance in Scatter-Type Reception», *Trans. I. R. E.*, 1961, **AP-9**, p. 304.
347. Hlawiczka, P.: «The Maser and its Application to Satellite Communication Systems», *J. Brit. I. R. E.*, 1961, **22**, p. 265.

348. Ditchfield, C. R.: «Overall System Requirements for Low-Noise Performance», *J. Brit. I. R. E.*, 1961, 22, p. 123.
349. Wright, W. L., and Joliffe, S. A. W.: «Optimum System Engineering for Satellite Communication Links», *J. Brit. I. R. E.*, 1961, 21, p. 436.
350. Ruthroff, C. L., and Jakes, W. C.: «Project Echo. System Calculations», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, 40, p. 1029.
351. Ohm, E. A.: «Project Echo. Receiving System», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, 40, p. 1065.
352. Crawford, A. B., Hogg, D. C., and Hunt, L. E.: «A Horn—Reflector Antenna for Space Communication», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, 40, p. 1095.
353. Caldecott, R., Eberle, J. W., and Hawe, T. G.: «Optimizing the Performance of Very-High-Gain Low-Noise Antenna Systems», *Internat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1961, 9, pt 1, p. 87.
354. Brown, W. C.: «A Survey of the Elements of Power Transmission by Microwave Beams», *Internat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1961, 9, pt 3, p. 93.
355. «Frequency Allocations for Space Communication», *Proc. I. R. E.*, 1961, 49, p. 1009.
356. Martinsen, K.: «Norwegian Defence Radio Link System», *Tekn. Ugebl.*, 1960, 107, p. 263.
357. Bennett, W. R., Curtis, H. E., and Rice, S. O.: «Inter-Channel Interference in FM and PM Systems under Noise Loading Conditions», *Bell Syst. tech. J.*, 1955, 34, p. 601.
358. Webster, P. A.: «Long Distance Communication via the Moon», *J. Brit. I. R. E.*, 1961, 22, p. 257.
359. Medhurst, R. G.: «Fundamental and Harmonic Distortion of Waves Frequency-Modulated with a Single Tone», *Proc. I. R. E.*, 1960, 107B, p. 155.
360. Pollack, L.: «Radio Communication using Earth-Satellite Repeaters», *Elect. Commun.*, 1960, 36, p. 180.
361. Matthews, L. F.: «Television Communications using Earth-Satellite Vehicles», *J. Brit. I. R. E.*, 1961, 22, p. 349.
362. Trexler, J. H.: «Lunar Radio Echoes», *Proc. I. R. E.*, 1958, 46, p. 286.
363. Miller, B.: «Hughes Communication Satellite Detailed», *Aviation Week*, 1960, 73, December 12th, p. 52.
364. Hearn, R., Bennett, R. J., and Wind, B. A.: «Some Types of Low-Noise Amplifier», *J. Brit. I. R. E.*, 1961, 22, p. 393.
365. Mueller, G. E.: «A Pragmatic Approach to Space Communication», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 557.
366. Tischer, F. J.: «Propagation-Doppler Effects in Space Communications», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 570.
367. Smith, A. G.: «Extraterrestrial Noise as a Factor in Space Communications», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 593.
368. Ryerson, J. L.: «Passive Satellite Communication», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 613.
369. Diamond, R. H.: «Interplanetary Telemetry», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 679.
370. Williams, W. E.: «Space Telemetry Systems», *Proc. I. R. E.*, 1960, 48, p. 685.
371. Jakes, W. C.: «Participation of Bell Telephone Laboratories in Project Echo and Experimental Results», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, 40, p. 975.
372. DeGrasse, R. W., Kostelnick, J. J., and Scovill, H. E. D.: «Project Echo. The Dual Channel 2390-Mc/s Travelling-Wave Maser», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, 40, p. 1117.
373. DeGrasse, R. W., Hogg, D. C., Ohm, E. A., and Scovill, H. E. D.: «Ultra-Low-Noise Antenna and Receiver Combination for

- Satellite or Space Communication», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1959 **15**, p. 370.
374. Perlman, S., Kelly, L. C., Russell, W. T., and Stuart, W. D.: «Concerning Optimum Frequencies for Space Communication», *Trans. I. R. E.*, 1959, **CS-7**, p. 167.
375. Pratt, H. J.: «Propagation, Noise and General Systems Considerations in Earth-Space Communications», *Trans. I. R. E.*, 1960, **CS-8**, p. 214.
376. Blattner, D. J.: «Radio Relaying by Reflection from the Sun», *Trans. I. R. E.*, 1960, **CS-8**, p. 169.
377. Hausman, A. H.: «Dependence of the Maximum Range of Tropospheric Scatter Communications on Antenna and Receiver Noise Temperatures», *Trans. I. R. E.*, 1958, **CS-6**, p. 35.
378. Handelsman, M.: «Performance Equations for a 'Stationary' Passive Satellite Relay (22,000-Mile Altitude) for Communication», *Trans. I. R. E.*, 1959, **CS-7**, p. 31.
379. Kühn, U.: «Space-Diversity Measurements on a Radio-Link Path within Optical Range», *Nachr. Tech.*, 1960, **10**, p. 430.
380. Klein, W.: «Microwave Tubes for Radio-Link Systems», *Telefunkenrohre*, 1960, No. 38, December, p. 5.
381. Livingston, M. L.: «The Effect of Antenna Characteristics on Antenna Noise Temperature and System SNR», *Trans. I. R. E.*, 1961, **SET-7**, p. 71.
382. Yeh, L. P.: «Use of Moon or Satellite Relays for Global Communication», *Elect. Engng*, 1960, **79**, p. 1043.
383. Webb, J. A.: «Interplanetary Communications», *J. Astronaut. Sci.*, 1956, **3**, p. 29.
384. Saxton, J. A.: «Scatter Propagation and its Application to Television», *J. Televis. Soc.*, 1957, **8**, p. 273.
385. Domingue, J. C.: «Considerations of a Tropospheric Scatter System for Field Use», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MIL-4**, p. 536.
386. Pierce, J. R.: «Communication Satellites», *Sci. Amer.*, 1961, **205**, p. 90.
387. Wiesner, J. B.: «Communication using Earth Satellites», *Trans. I. R. E.*, 1960, **MIL-4**, p. 51.
388. Cutler, C. C.: «Radio Communication by means of Satellites», *Planet. Space Sci.*, 1961, **7**, p. 254.
389. Blake, L. V.: «Antenna and Receiving-System Noise-Temperature Calculations», *Proc. I. R. E.*, 1961, **49**, p. 1568.
390. Lafort, E. A., and Metzger, S.: «Concept for an Intercontinental Satellite Communication System», *RCA Rev.*, 1961, **22**, p. 555.
391. Kinzer, J. P., and Laidig, J. F.: «Engineering Aspects of the TH Microwave Radio Relay System», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, **40**, p. 1459.
392. Hogg, D. C., and Semplak, R. A.: «The Effect of Rain and Water Vapour on Sky Noise at Centimetre Wavelengths», *Bell Syst. tech. J.*, 1961, **40**, p. 1331.
393. Evans, J. V.: «Bandwidth of a Moon Communication Circuit», *Brit. J. appl. Phys.*, 1961, **12**, p. 406.
394. Ingalls, R. P., James, J. C., and Stone, M. L.: «A Study of U. H. F. Space Communications through an Aurora using the Moon as Reflector», *Planet. Space Sci.*, 1961, **7**, p. 272.
395. Pedinoff, M. E.: «The Negative-Conductance Slot Amplifier», *Trans. I. R. E.*, 1961, **MTT-9**, p. 557.
396. Chen, S. N. C., and Peake, W. H.: «Apparent Temperatures of Smooth and Rough Terrain», *Trans. I. R. E.*, 1961, **AP-9**, p. 567.
397. «Satellite Project Telstar», *Electronic Technol.*, 1962, **39**, p. 198.
398. «G. P. O. Satellite Communications Station», *Wireless Wld*, 1962, **68**, p. 270.

399. Gaddy, O. L., and Holshouser, D. F.: «Photomultiplier Detection of Microwave Modulated Light», *Proc. I. R. E.*, 1962, 50, p. 1525.
400. Matulka, D. D.: «Applications of Lasers to Digital Communications», *Trans. I. R. E.*, 1962, ANE-9, p. 104.
401. Barnes, F. S.: «On the Modulation of Optical Masers», *Proc. I. R. E.*, 1962, 50, p. 1686.
402. Ready, J. F.: «Time Coherence in Ruby Lasers», *Proc. I. R. E.*, 1962, 50, p. 1695.

\* \* \*

40. Кэмпбелл Р. Д. Помехи радиолокационных станций работе радиорелейных линий связи. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, вып. 3, стр. 197.
82. Игли Д. Д. Проектирование радиорелейных линий, работающих в диапазоне дециметровых волн. «Вопросы радиолокационной техники», 1953, вып. 4, стр. 133.
108. Грейсон Х., Маклеод Т. С., Даклей Р. А., Доусон Д. Схемы элементов радиорелейной линии с частотной модуляцией. «Вопросы радиолокационной техники», 1953, вып. 4, стр. 149.
138. Кэйлор Р. Л. Статистическое исследование избирательных замираний радиосигналов на сверхвысоких частотах. «Вопросы радиолокационной техники», 1954, вып. 4, стр. 183.
151. Кузнецов В. А. Антенная система с поднятым рефлектором. «Радиотехника», 1956, № 11, стр. 4.
154. Лейси Р. А., Шарп К. Е. Применение радиолокационных станций для изыскания трасс радиорелейных линий. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, вып. 1, стр. 168.
205. Нортон К. А. Радиорелейная связь, использующая рассеянное распространение в тропосфере. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, вып. 5, стр. 152.
251. Старр А. Т. Радиотехника и радиолокация. Пер. с англ., под ред. Л. И. Буняка и В. Т. Овчарова. Изд-во «Советское радио», 1961.
260. Сатерленд Д. В. Радиорелейные линии для передачи данных радиолокационных станций. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, вып. 3, стр. 180.
262. Тартаковский Л. Б., Покрасс А. М. Теория перископических антенных систем. «Радиотехника и электроника», 1956, вып. 1, стр. 186.
309. Князев В. Е., Покрасс А. М. Формулировка задач в теории перископических антенн. «Радиотехника», 1957, № 12, стр. 30.

## ГЛАВА 25

# РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

### 25.1. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ

#### 25.1.1. Определение местоположения рассеивающей цели

При радиолокации цели [5, 531] в общем случае требуется измерить три ее координаты: наклонную дальность, азимут и угол места, хотя при более усовершенствованных методах измеряется также изменение этих величин во времени. Системы первичной радиолокации (без ответчика) работают следующим образом: сектор наблюдения облучается электромагнитными волнами, генерируемыми передатчиком, часть их энергии, отраженной обратно целью, принимается приемником, усиливается и индицируется. Передаваемая волна может излучаться [54] либо импульсами, либо непрерывно. В однопозиционном или активном радиолокаторе передатчик и приемник совмещены, в то время как в двухпозиционном [460] или полуактивном радиолокаторе их скорости и положения могут быть различными. Когда цель находится в направлениях максимумов полярных диаграмм направленности передающей и приемной антенн, принимаемая мощность определяется выражением [156]

$$P_R = \frac{P_T g_{PT}}{4\pi R_T^2} \frac{\sigma}{4\pi R_R^2} \frac{g_{PR} \lambda^2}{4\pi}, \quad (25.1)$$

где  $\sigma$  — эффективная поверхность рассеяния, определенная в разд. 13.1.3. Для однопозиционного радиолокатора  $R_T = R_R = R$ , и если  $P_{\min}$  означает минимальную обнаруживаемую мощность, то из выражения (25.1) получается хорошо известное уравнение для максимальной дальности радиолокации

$$R_{\max} = \left( \frac{P_T g_{PT} g_{PR} \sigma \lambda^2}{64\pi^3 P_{\min}} \right)^{1/4} = \left( \frac{P_T g_{PT} A_e R \sigma}{16\pi^2 P_{\min}} \right)^{1/4}. \quad (25.2)$$

Если одна и та же антенна используется для передачи и приема, то  $A_{eR} = A_e$  и  $g_{PT} = g_{PR} = g_P$ ; поэтому

$$R_{\text{макс}} = \left( \frac{P_T g_P^2 \sigma \lambda^2}{64\pi^3 P_{\text{мин}}} \right)^{1/4} = \left( \frac{P_T A_e^2 \sigma}{4\pi \lambda^2 P_{\text{мин}}} \right)^{1/4}. \quad (25.3)$$

Таким образом максимальная дальность действия пропорциональна корню четвертой степени из величины  $P_T/P_{\text{мин}}$ .

В уравнениях (25.2) и (25.3) не учитываются потери в устройствах и экспоненциальное затухание в атмосфере, и, кроме того, эти уравнения выведены для случая распространения в свободном пространстве. В случае распространения над поверхностью земли в уравнениях должно быть учтено, что на цель и на приемные антенны будет попадать волна, отраженная от земной поверхности. Если предположить поверхность земли плоской, то в выражения для максимальной дальности (25.2) и (25.3) надо согласно разд. 23.1.2 ввести множитель

$$\left[ 4 \sin^2 \left( \frac{2\pi h_1 h_2}{R\lambda} \right) \right]^2, \quad (25.4)$$

где  $h_1$  и  $h_2$  — соответственно высоты подъема антенны и цели. Для целей, находящихся низко над горизонтом, диаграммы направленности антенн таковы, что максимальная дальность убывает пропорционально корню восьмой степени из  $P_T/P_{\text{мин}}$ .

В системе вторичной радиолокации используется находящийся на цели ответчик, который после приема сигнала от наземного передатчика излучает энергию, принимаемую затем наземным приемником радиолокатора. Если частоты в обоих каналах одинаковы и используется общая антенна, то оптимальная работа будет при условии

$$P_T P_{\text{мин}} = P'_T P'_{\text{мин}}, \quad (25.5)$$

где штрихами отмечены величины, относящиеся к ответчику. В этом случае максимальная дальность будет

$$R_{\text{макс}} = \left( \frac{P_T g_P \lambda^3}{16 \pi^2 P_{\text{мин}}} \right)^{1/2} = \left( \frac{P_T A_e^2}{\lambda^2 P_{\text{мин}}} \right)^{1/2}. \quad (25.6)$$

Хотя условие (25.5) редко выполняется на практике, из сравнения выражений (25.3) и (25.6) видно, что для цели с ответчиком максимальная дальность действия значительно возрастает [148], так как здесь для распространения в одном направлении справедлив закон обратной пропорциональности квадрату расстояния.

Радиолокационные цели в диапазоне СВЧ имеют сложную структуру. В некоторых случаях их эффективные поверхности рассеяния удается рассчитать [257], однако в большинстве случаев они определяются экспериментально [258]. Кроме того, небольшое изменение ориентации цели приводит к интерференционным эффектам между отражениями от многочисленных рассеивающих точек, кото-

рые имеют статистический характер [424, 445]. Обусловленное этим изменение величины эффективной поверхности рассеяния известно под названием фединга; мгновенные значения эффективной поверхности рассеяния обычно распределены по закону Релея. Случайное блуждание центра излучения цели известно под названием мерцания; вызываемая этим среднеквадратичная угловая ошибка обратно пропорциональна дальности. Для самолетов типичные значения [325] эффективной поверхности рассеяния лежат в пределах 1—50 м<sup>2</sup>, а для кораблей 50—50 000 м<sup>2</sup>.

Эффективно работающий радиолокатор должен выделять флюктуирующий сигнал цели на фоне тепловых шумов, нежелательных помех со стороны отражений от земли и метеорологических осадков, известных под названием пассивные помехи, а при военных применениях — на фоне искусственных помех [335, 336, 349]. Хорошее разрешение по углам достигается сочетанием большого размера антенной апертуры и высокой рабочей частоты. Эффективность остронаправленных антенн для обзора заданного сектора привела к широкому использованию диапазона СВЧ в качестве рабочего диапазона радиолокационных систем. Выбор типа радиолокатора для конкретных применений диктуется такими факторами, как требуемый объем и скорость передачи информации, расположение оборудования, допустимая мощность и ограничения по габаритам, весу и стоимости. Радиолокационная техника СВЧ первоначально имела лишь военное применение [33, 151, 156, 255, 291, 306, 501, 506] и для этих же целей была впоследствии усовершенствована [497]; кроме того, во все возрастающей степени она начала применяться для мирных [453, 469] и научных [467] целей.

### 25.1.2. Методы непрерывного излучения

Радиолокатор с непрерывным излучением [496] по существу основан на методе, применявшемся Эпплтоном и Барнеттом [6], в котором передатчик модулировался по частоте заданным образом. В изображенной на рис. 25.1, а типичной схеме передатчик излучает волны, частота которых в данном случае изменяется по пилообразной кривой, показанной на рис. 25.1, б сплошной линией. Такие волны поступают в приемник непосредственно от передатчика и отраженные от цели. Частота принятого сигнала, отраженного от цели, изображенная пунктирной линией, смещена по оси времени. Комбинация этих двух частот дает биения с частотой [220, 368]

$$f_E = (2R/c) \frac{df_T}{dt}, \quad (25.7)$$

где  $df_T/dt$  — тангенс угла наклона пилообразной модулирующей кривой. Эта частота биений показана на рис. 25.1, в; на практике обратный ход подавляется. Спектр возможных биений состоит из множества единичных частот, разделенных интервалами  $f_m$ , причем большая часть энергии сосредоточена в двух или трех основных со-

ставляющих [145]. Теоретически разрешающая способность по дальности равна  $c/2f_d$ . Если наблюдается несколько целей, то на выходе детектора будет присутствовать ряд частот, которые следует различать друг от друга. В приемнике с одним селектором биения изменяются по частоте относительно фиксированной частоты фильтра или же варьируется частота самого фильтра. В обоих случаях общее время наблюдения возрастает. В приемнике с несколькими селекторами используется последовательность фильтров, каждый с полосой пропускания  $f_m$ , причем центральные час-

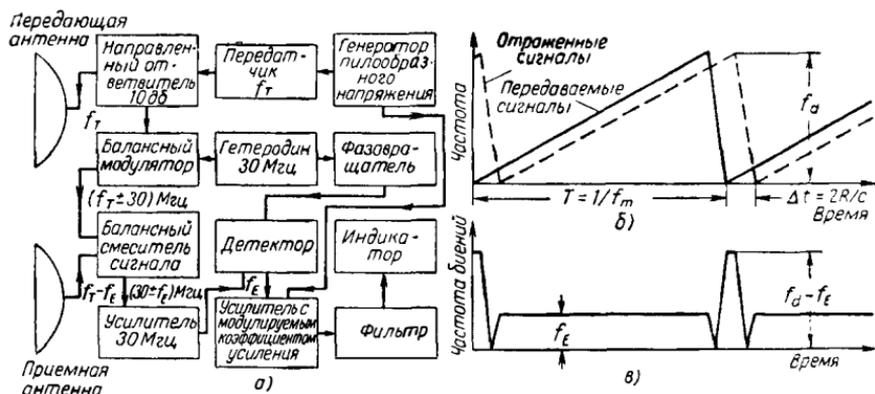


Рис. 25. 1. Частотно-модулированный радиолокатор с непрерывным излучением:

а — упрощенная блок-схема ЧМ радиолокатора; б — изменение частоты сигналов; в — частота биений принятых сигналов от цели.

тоты соседних фильтров отличаются друг от друга на одинаковую величину. В одном из вариантов [432] использовалось три фильтра, выходы которых подавались на осциллоскоп.

Скорость движущейся цели может быть измерена по эффекту Доплера. Если  $v$  есть радиальная скорость цели относительно антенны радиолокатора, то при каждом изменении радиальной дальности на величину  $\frac{1}{2} \lambda$  происходит один цикл изменения фазы. Подобное изменение происходит и с отраженной волной приходящей обратно к приемнику. Положительный или отрицательный знак фазового набега соответствует движению цели к антенне радиолокатора или от нее. Можно показать [220], что такие изменения приводят к образованию частоты Доплера или разности частот излучаемых и принимаемых волн, которая без учета релятивистских эффектов равна [326]

$$f_D = f_T \left( \frac{c + v}{c - v} - 1 \right) \approx \frac{2vf_T}{c}. \quad (25.8)$$

Из доплеровских номограмм [79, 294] видно, что при скорости 467 км/час  $f_D = 10^{-8} f_T$ , откуда получается, что при рабочей частоте 620

9000 Мгц частота Допплера равна 9 кгц. В простом доплеровском радиолокаторе [10] принимаемый сигнал смешивается с ослабленным излучаемым сигналом и после усиления подается к отметчику. Сигнал, отраженный от неподвижной цели, не имеет сдвига частоты, и таким образом можно различать движущуюся цель.

Направление движения можно определить в зависимости от того, будет ли частота принимаемого сигнала ниже или выше частоты передатчика. На рис. 25.2, а показано, как принятый сигнал после усиления подается на входы двух фазовых детекторов, у одного из которых опорный сигнал находится в фазе, а у другого — в квадратуре

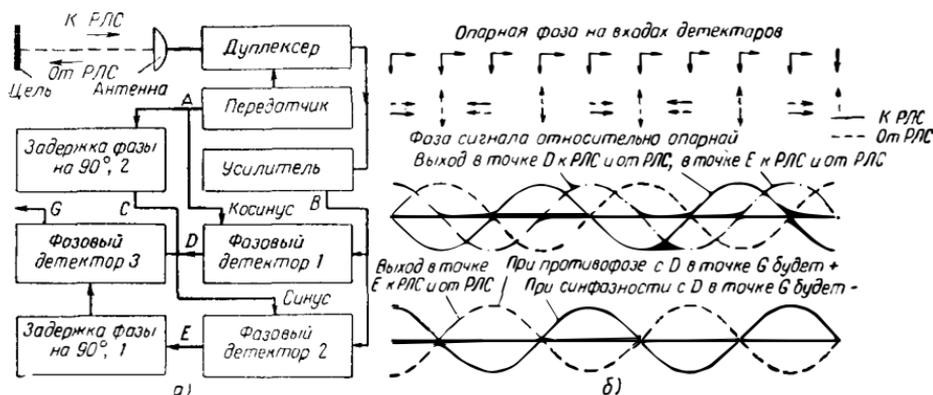


Рис. 25. 2. Использование эффекта Допплера в радиолокаторах:

а — блок-схема; б — фазовые соотношения принятого и опорного сигналов. (См. [281].)

относительно излучаемого колебания. Относительные фазы биений для точек Д и Е показаны на рис. 25.2, б. Постоянный ток в точке С на выходе третьего фазового детектора будет пропорционален величине радиальной скорости, а при изменении направления движения его знак меняется на обратный.

Для одновременного измерения дальности и скорости можно использовать эффект Допплера в радиолокаторе с частотной модуляцией. В частности, применялась [220] модификация схемы, изображенной на рис. 25.1, а, в которой частота передатчика изменялась по треугольному закону, и при этом смещение частоты сигнала, отраженного от неподвижной цели, соответствовало дальности до цели. Если цель двигалась, частота принимаемого сигнала возрастала на доплеровскую частоту. В результате в течение двух половин периода модуляции частота биений была равна  $f_E + f_D$  и  $f_E - f_D$ , откуда можно найти  $f_E$  и  $f_D$ . В другом методе [281] применялась модуляция по пилообразному закону, а частота биений определялась с помощью коротких селекторных импульсов, следующих с частотой модуляции. Сигналы неподвижных целей оставались неизменными, а сигналы движущихся целей на выходе были промодулированы по амплитуде с доплеровской частотой. Для измерения дальности сигналы излучаются на двух близких частотах, при этом разность

фаз между доплеровскими биениями линейно зависит от дальности. В системах с частотной модуляцией по синусоидальному закону [184, 185] небольшая доля мощности передатчика смешивалась с колебаниями местного гетеродина, затем сигнал с выхода смесителя подавался на фильтр, который пропускал только нижнюю боковую полосу. Эти колебания затем смешивались с отраженным сигналом, создавая на выходе сигнал промежуточной частоты, в котором, как можно показать, содержались составляющие с амплитудами, пропорциональными соответственно дальности и скорости.

### 25.1.3. Импульсные методы

В методе радиолокации Брейта и Тува [40] применялась амплитудная модуляция мощности передатчика, как показано на схеме, изображенной на рис. 25.3, а. Синхронизирующий блок вырабатывал

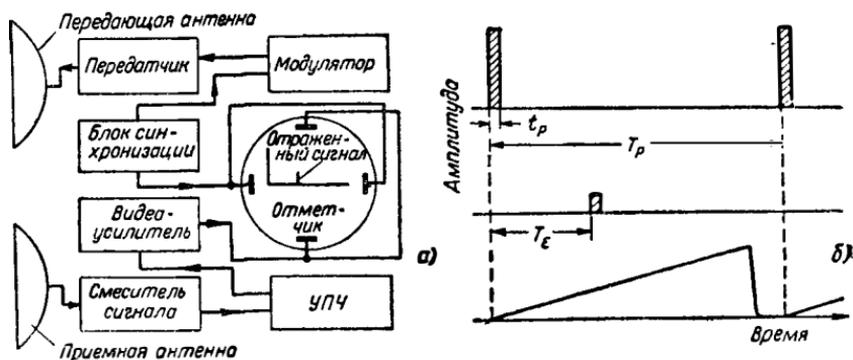


Рис. 25.3. Импульсный радиолокатор:

а — упрощенная блок-схема; б — зависимость от времени излучаемого и принимаемого сигналов и напряжения развертки на отметчике.

короткие импульсы постоянного тока, которые через равные промежутки времени подавались на вход модулятора. Этот же блок вырабатывал синхронизированное напряжение развертки для отметчика. Отраженный от цели сигнал прибывал обратно через время  $T_E$ ; на рис. 25.3, б представлены излучаемый и принятый импульсы. Дальность связана со временем задержки соотношением

$$R = cT_E/2, \quad (25.9)$$

которое является основой для измерения дальности в импульсной радиолокации.

При множестве целей на осциллографе получается ряд импульсов, расположенных в соответствии с дальностями. Разрешающая способность импульсной системы по дальности определяется минимальным расстоянием между двумя различными друг от друга целями. Хорошо сконструированная радиолокационная система может разрешить две расположенные в одном луче цели, если их дальности

различаются на расстояние, проходимое волнами за время, равное половине длительности импульса. Так, для импульса длительностью  $0,1$  мксек разрешающая способность равна  $15$  м. Если  $T_E > T_p$ , то в показаниях дальности будет неопределенность, и хотя фильтры [78] могут оказать некоторую помощь,  $T_p$  обычно выбирается так, чтобы таких условий не возникало. Максимальная дальность действия может быть выражена [155, 158, 250, 366, 367, 481] через параметры станции согласно уравнениям (25.2) и (25.3). Вероятность обнаружения флюктуирующего отраженного сигнала может быть достаточно высокой [26, 27], если число импульсов, облучающих

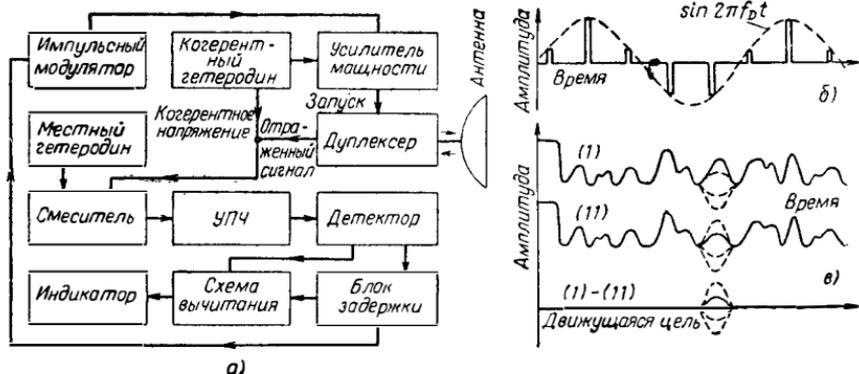


Рис. 25. 4. Импульсная система с индикацией движущихся целей:

а — установка для передачи и приема когерентных импульсов; б — модуляция с доплеровской частотой; в — эффект компенсации неподвижных целей. (См. [272].)

цель за один обзор [80, 435], будет не менее 3, хотя желательно, чтобы оно было порядка 10—15. Время облучения зависит от ширины диаграммы антенны и скорости сканирования. Следовательно, вероятность обнаружения определяется скоростью поиска.

Относительную скорость цели можно измерять [283, 434, 471, 478] с помощью когерентных импульсов, являющихся вырезками из непрерывных высокочастотных колебаний, получаемых, например, путем усиления напряжения стабильного гетеродина. Одновременно колебания этого гетеродина могут служить опорным напряжением, смешиваемым с отраженным сигналом для получения частоты биений [272, 360]. На схеме, изображенной на рис. 25.4, а, синхронизация и смешивание происходят на высокой частоте, хотя практически также применяется ряд схем с использованием промежуточной частоты. На рис. 25.4, б показана получающаяся на выходе приемника последовательность импульсов, частота огибающей которых равна частоте Допплера. Можно сказать, что эффект Допплера создает фазовый сдвиг между отраженными импульсами, равный  $4\pi v T_p f_T / c$ . Так как этот фазовый сдвиг происходит за время  $T_p$ , то частота биений будет равна  $2vf_T / c$ , что совпадает с выражением (25.8) для случая непрерывных колебаний.

При индикации движущихся целей на индикаторе приемника появляется кривая, изображенная на рис. 25.4, *в* (1). Импульсы, отраженные от неподвижных целей, имеют постоянную фазу и, следовательно, постоянную амплитуду. На индикаторе изменение амплитуды импульсов, отраженных от движущейся цели, будет проявляться в том, что отраженный импульс пульсирует и по форме напоминает бабочку. Если желательно индцировать одни лишь движущиеся цели, то используется схема задержки на один период повторения с последующим вычитанием задержанных сигналов из незадержанных. Например, если кривую (11) на рис. 25.4, *в* вычесть из кривой (1), то на разностной кривой будет присутствовать лишь пульсирующий импульс движущейся цели. Недостатком такой системы индикации движущихся целей является то, что при определенных критических значениях радиальной скорости сигнал обращается в нуль; это происходит в том случае, когда перемещение цели за период повторения равно целому числу полуволн. Для определения этих слепых скоростей в зависимости от параметров радиолокатора составлены графики [84, 85]. Если в рассматриваемом диапазоне скоростей имеются такие критические значения, то их можно сдвинуть за счет увеличения времени измерения дальности путем попеременного изменения периодов повторения импульсов [256].

#### 25.1.4. Вероятность обнаружения сигналов

При работе радиолокатора наблюдаемый объем пространства делится на малые элементы, размеры которых зависят от ширины диаграммы направленности и разрешающей способности по дальности. Наблюдение отраженного сигнала [210] в присутствии шумов является статистической задачей [272, 334, 433, 435], которая формулируется в понятиях теории информации [196, 303, 370, 371]. Невозможно с абсолютной достоверностью утверждать, что любой импульс на индикаторе вызван не выбросом шумов, а полезным сигналом. Для анализа приемник можно рассматривать состоящим из двух частей: во-первых, из цепей, чувствительных к относительной фазе сигнала, и, во-вторых, из цепей, где приходится иметь дело с сигналом после детектирования.

Решение о наличии или отсутствии цели принимается по напряжению сигнала на выходе детектора. В соответствии с неопубликованной работой Маколея и Вудворда на рис. 25.5, *а* показаны распределения плотности вероятности напряжения сигнала на выходе детектора для случая, когда нет шума, и для случаев смеси сигнала и шума с различной относительной интенсивностью. Решение о наличии или отсутствии цели можно принимать в зависимости от того, будет ли напряжение, наблюдаемое на выходе детектора, больше или меньше заданного порогового значения. Заштрихованная и затушеванная области на рис. 25.5, *а* представляют вероятность пропуска цели и вероятность ложной тревоги, которые связаны с неправильным решением в случае соответственно наличия и отсутствия

цели. При высокой скорости обзора современных радиолокационных систем необходимо, чтобы вероятность ложной тревоги [419] была порядка  $10^{-9}$ , а процент обнаруженных целей должен составлять не менее 90%. Из кривых, изображенных на рис. 25.5, б сплошными линиями, видно, что в эти условия необходимо, чтобы отношение сигнал/шум по мощности было значительно больше единицы.

Если произвести серию последовательных наблюдений, то очевидно, что уровень полезного сигнала будет группироваться около

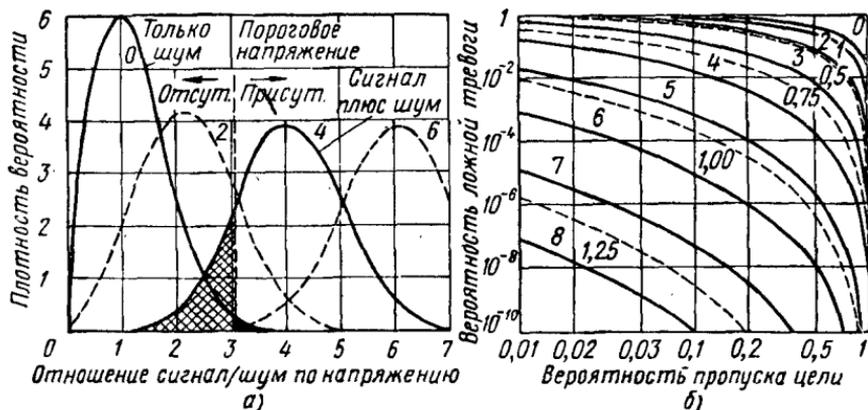


Рис. 25. 5. Вероятность обнаружения сигнала при наличии шумов:

а — надежность решения; затуманенная площадь представляет вероятность ложной тревоги, а заштрихованная — вероятность пропуска цели; б — соотношение между вероятностями ложной тревоги и пропуска цели. Сплошная кривая — без накопления видеосигналов, а пунктирная — с накоплением 128 видеомпульсов.

некоторого постоянного среднего значения, в то время как шумовые флуктуации будут совершенно случайны. Чтобы использовать это существенное различие между сигналом и шумом, необходимо применить какой-либо метод суммирования; это, как и всякий другой процесс усреднения, уменьшает относительную амплитуду мешающих флуктуаций. Для оптимальной работы следует суммировать [26, 57, 415] все независимые импульсы, отраженные от цели. На рис. 25.5, б для примера пунктирными линиями показан результат суммирования 128 импульсов, откуда видно, что требуемое значение отношения сигнал/шум снижается почти до единицы. На практике вероятность обнаружения цели зависит также от ряда других таких факторов, как характеристика детектора, медленный и быстрый фединги цели [195, 236] и форма диаграммы направленности антенны [24, 120, 322, 492]. Кроме того, имеется принципиальный предел [455] точности измерения параметров цели, который приводит к неопределенности измерения дальности и угла  $\Delta R \Delta \varphi \approx \frac{1}{4} \lambda_0$ , а также дальности и радиальной скорости  $\Delta R \Delta v_r \approx \frac{1}{4} \lambda_0 c$ .

## 25.2. АППАРАТУРА И МЕТОДЫ

### 25.2.1. Блоки высокой частоты

Работа радиолокационной станции [115, 227, 444, 466] зависит не только от конструкции отдельных блоков, но также от согласованности работы в целом. В частности, передатчик, приемник, модулятор и антенный переключатель часто объединяются в общий высокочастотный блок, который располагается вблизи от антенны. Механическая конструкция такого блока зависит от его расположения. В наземных и корабельных станциях эта аппаратура размещается в шкафах [116, 138]. Самолетное оборудование изолируется и герметизируется в обтекаемом контейнере, причем из-за ограничений по габаритам и весу возникает необходимость использовать миниатюризированную аппаратуру. Военное радиолокационное оборудование конструируется так, чтобы оно могло работать в тропических условиях. Имеется возможность проверять с помощью контрольных выводов отдельные цепи и узлы; кроме того, для защиты оборудования в случае отказа некоторых основных узлов имеется система релейной защиты. Для защиты от случайных внешних магнитных полей производится, например, экранировка железом Армо. Чтобы исключить перегрев аппаратуры, например электронных ламп большой мощности, применяется внутреннее вентиляционное охлаждение [229]. При этом, конечно, все тепло, выделяющееся в оборудовании, должно отводиться. Требующийся теплообмен [198] может быть достигнут с помощью радиатора, имеющего внутренние и внешние ребра, обдуваемые вентиляторами. На высокоскоростных самолетах, летающих на больших высотах, может потребоваться охлаждение аппаратуры с помощью холодильника.

Силовая часть зависит от размера и расположения радиолокатора. Непрерывно действующие наземные установки могут питаться от коммерческой сети, при условии соблюдения предосторожности в части надежности, стабильности напряжения и помех от других потребителей. Для подвижных и переносных установок можно использовать батареи или генераторы с малыми бензиновыми двигателями. На больших кораблях часто имеются источники, у которых напряжение и частота такие же, как и в коммерческих сетях; на малых кораблях используются несколько более высокие частоты. На самолетах обычно имеются следующие источники питания: 24 в постоянный ток; 115 в 400 гц трехфазный ток и 115 в 1600 гц однофазный ток. Переменные токи получают с помощью инверторов [272], оборудованных электронными стабилизаторами напряжения и регуляторами скорости, обеспечивающими стабильность в пределах  $\pm 2\%$ .

В радиолокаторах с непрерывным излучением, где требуется узкополосный спектр [225], в передатчике в качестве генераторов обычно используются клистроны. Для импульсных радиолокаторов необходимо генерировать пиковые мощности, достигающие до нескольких мегаватт при скважности порядка 0,001. Для этой цели широко

применяются магнетронные генераторы; затягивание частоты и нестабильность [183, 192, 222, 266, 470] из-за несогласованной нагрузки можно уменьшить, выбирая короткую линию передачи, либо, где это возможно, с помощью взаимных развязывающих изоляторов [182]. Можно получать большие мощности с помощью таких усилителей, как клистроны и лампы бегущей волны [437]; ввиду удобства и стабильности их применение сейчас расширяется.

Для генерирования синхронизированных импульсов соответствующей формы необходимо модуляторное устройство. В модуляторах на жестких лампах импульс подается на управляющую сетку электронной лампы, включенной последовательно, и таким образом энергия, запасенная в конденсаторе высоковольтного накопителя, поступает в генератор. Среди достоинств модулятора на жестких лампах надо отметить возможность работы с высокой частотой повторения, возможность варьирования периода повторения и амплитуды импульсов, а также отсутствие нестабильностей в работе. В модуляторах с длинной линией импульс подается непосредственно из заряженной линии задержки через разрядник. Применявшиеся вначале искровые разрядники теперь большей частью заменены водородными тиратронами или ферритовыми устройствами. Полные сопротивления модулятора и генератора согласовываются с помощью импульсного трансформатора. Он же может быть использован для изменения полярности генерируемого импульса, для развязки накопительной цепи модулятора от генератора, для согласования полного сопротивления вынесенного модулятора и (или) генератора с волновым сопротивлением соединительного кабеля.

Как правило, применяются приемники супергетеродинного типа, и их ширина полосы зависит от темпа, с которым информация должна поступать от радиолокатора (полоса может доходить до 50 *Мгц*). Для приема слабых отраженных сигналов уровень шумов должен быть достаточно низок, а для этого необходимо часть приемника, а именно предварительный усилитель, размещать вблизи антенны. Местный гетеродин обычно имеет автоматическую подстройку частоты, которая может быть электронной или механической. Для уменьшения влияния шумов местного гетеродина применяются балансные смесители. В некоторых станциях для улучшения характеристик используются современные достижения в разработке малошумящих усилителей высокой частоты [416] с применением мазеров на твердом теле [118, 472] и устройств с переменным реактивным сопротивлением [449, 473].

При работе с общей антенной требуется переключатель прием-передача [172], который в импульсных радиолокаторах выполняется в виде ферритовых переключателей или чаще в виде газоразрядных ламп. Фидеры от местного гетеродина к балансному смесителю сигнала и смесителю автоматической подстройки частоты вместе с выходом переключателя прием-передача обычно комбинируются в виде тройного гибридного узла. Чтобы избежать расстройки цепи промежуточной частоты из-за отражения на зеркальной частоте от

узкополосного переключателя прием-передача, расстояния между смесителями сигналов и соответствующими гибридными соединениями выбираются с разницей на четверть волны.

Для сверхвысокочастотных радиолокаторов требуются антенны с узким лучом и низким уровнем бокового и обратного излучения. Тип антенны и ее положение относительно аппаратуры радиолокатора выбираются исходя из конкретного использования системы [269]. Обычно применяется тот или иной вид обзора пространства, а если станция устанавливается на самолетах или кораблях, то предусматривается также стабилизация по крену. От атмосферных осадков антенна защищается обтекателем [58]. Для достижения высокого темпа получения информации в одном из описанных в литературе [95, 456] радиолокаторов при передаче облучалась вся наблюдаемая область пространства, а при приеме производилось электронное сканирование узким лучом в течение времени, меньшего длительности импульса. Таким образом, если в секторе обзора укладывается  $N$  лучей, то требуемая ширина полосы приемника равняется  $N/t_p$ , т. е., например, при  $t_p = 0,1$  мксек и  $N = 10$ , темп поступления информации будет соответствовать полосе 100 МГц. Обзор такого сектора можно осуществить с помощью линейной антенной решетки, у которой принимаемый отдельным излучателем сигнал попадает через линию задержки к своему индивидуальному смесителю. В другом варианте, наоборот, линии задержки можно расположить между выходами отдельных местных гетеродинов и соответствующими смесителями.

Для удовлетворения противоречивых требований одновременного получения большой дальности действия и высокой разрешающей способности был применен метод сжатия импульсов (chirp) [412, 421]. Этот метод, базируется на том факте, что высокая разрешающая способность узких импульсов является следствием большой ширины их спектра. Но широкий спектр может быть и у достаточно длинного импульса, если ввести внутриимпульсную модуляцию, например частотную. Линейность радиолокационных систем позволяет произвести необходимое выравнивание фазы в приемнике и получить короткий импульс, соответствующий ширине спектра. Таким образом, излучаемый импульс может иметь приблизительно в 100 раз большую энергию, чем узкий импульс с такой же разрешающей способностью и пиковой мощностью. При таком методе у сжатого импульса на выходе приемника по шкале времени расположены боковые лепестки; их амплитуду можно уменьшить с помощью весовой обработки спектра импульса аналогично тому, как это делается при формировании диаграммы направленности в теории антенн. Допплеровское смещение частоты сигналов, отраженных от движущихся целей, приводит к расширению сжатого импульса и изменению его времени задержки. Это приводит к неопределенности в измерении дальности, но ошибку времени задержки, которая для системы является постоянной, можно скорректировать с помощью вычислительных средств.

Можно сконструировать радиолокационную систему [420, 438, 475], которая будет оптимальным образом давать информацию о дальности и скорости цели.

В наземных и корабельных импульсных радиолокаторах дальнего действия обычно используются частоты в диапазоне от 400 *Мгц* до 9,5 *Гц*, и пиковые мощности от 400 *квт* в ранних конструкциях [270] до 5 *Мвт* на частоте 3000 *Мгц* в современных конструкциях [107, 109]. В самолетных радиолокаторах по сравнению с первоначальной установкой, имевшей рабочую частоту 3000 *Мгц*, мощность 5 *квт*, длительность импульса 0,1 *мксек* и частоту повторения 2,5 *кГц*, также достигнут прогресс за счет применения в передатчике мощных ламп, переключателей и балансных смесителей и перехода на более высокие рабочие частоты. Как на интересный пример [165] можно указать на малогабаритный радиолокатор с современными характеристиками, в котором используется магнетрон, имеющий рабочую частоту 9500 *Мгц*, пиковую мощность 150 *вт*, среднюю мощность 2 *вт* и к. п. д. 35%. Для генерирования радиоимпульсов длительностью 10 *нсек* с частотой повторения 100 *кГц* применяется анодная модуляция на миниатюрных триодах при напряжении 900 *в*. Усилитель промежуточной частоты имеет рабочую частоту 400 *Мгц* и ширину полосы около 100 *Мгц*. Такой радиолокатор в зависимости от усиления антенны обнаруживает цели на расстояниях 0,4—10 *км* и обладает точностью около 0,3 *м*.

### 25.2.2. Индикация и обработка данных

Получаемая от радиолокатора информация обычно представляется визуально на осциллографической трубке [36, 309]. Выходные сигналы могут быть использованы для модуляции отклонения луча осциллографа, что дает точную информацию о характере сигнала, но позволяет представить лишь один геометрический параметр. В простом индикаторе типа А таким параметром является дальность. Если использовать модуляцию интенсивности луча, то можно получить двух мерную картину, хотя об интенсивности сигнала будет иметься лишь качественная информация. В типичных индикаторах такого типа в качестве параметров выбираются: дальность/высота, дальность/угол места, азимут/угол места, и в широко применяемых индикаторах кругового обзора—дальность/азимут. У специального индикатора, известного под названием Вамоскоп [42, 135], на вход подается модулированный высокочастотный импульс приемника (без детектирования). Отсутствие детектора и каскадов видеочастоты представляет преимущество при работе в широкой полосе частот.

Разработан ряд методов улучшения радиолокационного изображения, например метод оптического наложения или метод фотографирования [395] экрана трубки с последующей очень быстрой обработкой пленки и проектированием изображения на экран. При проектировании радиолокационного изображения [131] использу-

ется трубка с темновой записью, которая освещается интенсивным источником, после чего отраженный от трубки пучок света с помощью вогнутого зеркала направляется на экран для наблюдения. Такое устройство дает изображение диаметром до 60 см, на котором цели обозначаются темными пятнами на светлом фоне. В современных разработках [404] применяются запоминающие накопительные трубки, на которых изображение можно наблюдать либо непосредственно, либо посредством замкнутой системы телевидения на отдельном экране. Преобразователи изображения, представляющие собой трубки с запоминанием изображения, имеют металлизированный изолированный экран, на котором с одной стороны пучком быстрых электронов производится запись, а с другой пучком медленных электронов производится считывание. С помощью таких трубок можно записывать на экран радиолокационное изображение и затем считывать его в измененном временном масштабе, используя другой закон развертки луча, нежели при записи. Такие методы дистанционного наблюдения позволяют получить изображения с длительным послесвечением и яркостью, достаточной для работы в условиях нормального освещения. Кроме того, к изображению легко могут быть даны аннотации в виде различных наложенных надписей [491].

Вероятность обнаружения сигнала зависит от индикатора [333], поскольку обычно с помощью индикатора устанавливается пороговый уровень, по которому определяется наличие или отсутствие цели. При обработке данных до детектирования производится измерение мгновенной амплитуды и фазы в каждом временном интервале, где возможно присутствие сигнала. Эта информация запоминается и затем векторно складывается. В такой системе с когерентным детектированием отношение сигнал/шум по мощности всегда пропорционально числу суммированных сигналов. Можно также производить простое, но эффективное последетекторное интегрирование, используя послесвечение экрана [251] и зрительную память оператора. Уменьшение отношения сигнал/шум по мощности, необходимого для заданной вероятности обнаружения, будет, грубо говоря, пропорционально числу суммированных сигналов, если это число не превосходит приблизительно восьми, и пропорционально квадратному корню из этого числа, если оно больше восьми. С другой стороны, можно создать схемы запоминания и сложения видеосигналов с последующим сравнением с заданным пороговым уровнем до подачи данных на индикатор.

При практическом применении радиолокационных систем дальнего действия может возникнуть необходимость просмотра и обработки информации, собираемой из многих источников [451]. В этих случаях место расположения центров управления, где находятся индикаторы, выбирается с учетом удобства оперативной работы, а местоположение станции и антенны устанавливают исходя из условий рельефа и заданного рабочего сектора. При раздельном размещении необходима передача такой радиолокационной информации, как видеосигналы, импульсы запуска и сканирования, метки

дальности и углов, сигналы маяка и опознавания. Если радиолокационная система производит селекцию движущихся целей, то может оказаться желательной посылка сигналов из двух видеоканалов, одного для отселектированного изображения и одного для неотселектированного изображения.

Требуемая информация, включая видеосигналы, может быть передана по сверхвысокочастотной радиорелейной линии [163]. Например [259], в аэропорту с несколькими радиолокационными установками передача данных на видеочастоте плюс несколько телефонных каналов обеспечивалась на несущей частоте 8 Гц с помощью шести полос шириной 5,5 Мц на расстояние 400 км. Если радиолокационное изображение изменяется относительно медленно, причем с течением времени представляемая им информация не утрачивается, то его можно передавать с помощью узкополосных систем. Для сжатия полосы [233, 403] экран запоминающей трубки медленно сканируется фотоэлементом, полученное при этом изображение записывается преобразователем с последующим медленным считыванием; применяется также медленное считывание элементов изображения, записанных на магнитной ленте [417]. После такого преобразования информация передается по телефонному каналу.

В радиолокационных системах с большой дальностью действия и высокой разрешающей способностью отношение общего числа подлежащих обнаружению целей к числу элементов пространства, просматриваемых за один оборот антенны, обычно весьма мало. Поэтому при передаче видеочастотной информации даже при сжатии полосы переносится очень большое количество ненужной и нежелательной информации, перегружающей вычислительную машину и центр управления. В настоящее время в таких случаях имеется тенденция перед передачей производить тем или иным способом выборку данных ручным способом или автоматически. Траектории целей наносятся на планшет непосредственно на радиолокационной станции, затем по графикам определяются пространственные координаты, которые обычно кодируются числами и запоминаются. Затем закодированные данные из различных пунктов передаются в центр управления [414, 418, 426].

Во всех случаях, когда радиолокационные данные приходится передавать в удаленный пункт, возникает необходимость учета параллакса, поскольку переданное радиолокационное изображение соответствует местоположению радиолокатора, а не местоположению оперативного пункта, где эти данные используются. При обзоре общей ситуации для исключения параллакса достаточно произвести сдвиг радиолокационного изображения [403]. Для использования переданных данных с высокой степенью точности или для представления общей картины путем сопоставления данных об обстановке в различных пунктах, необходима более сложная обработка данных; это особенно важно в том случае, когда информация снимается с отметчика кругового обзора, в котором отображается наклонная даль-

ность до самолета. В таких случаях необходимо вводить параллаксер, вычисляющий дальность и азимут относительно новой точки наблюдения с учетом угла места цели.

### 25.2.3. Работа при наличии пассивных помех

В отличие от тепловых шумов, интенсивность которых постоянна, уровень помех, создаваемых отражениями от земли, моря [293], метеорологических образований [285, 338, 402], птиц [108, 166] и насекомых [30], может изменяться в зависимости от углов и убывает с увеличением дальности. Такие помехи могут забить приемник или отметчик, и, таким образом, полезные сигналы будут замаскированы, даже если их амплитуда больше амплитуды помех. Действие активных помех, создаваемых противником, может быть ослаблено с помощью различных методов [1] в зависимости от характера помех. Методы работы при наличии помех зависят от того, изменяются ли они или в основном постоянны, а также от типа радиолокатора и характера цели. Выделение движущихся целей на фоне помех от неподвижных местных предметов является основной особенностью радиолокаторов с непрерывным излучением, а в импульсных радиолокаторах для этого используется вычитание за период обзора или череспериодное поимпульсное вычитание; в первом случае в действительности вычитаются полученные в разные моменты времени карты рельефа наблюдаемой местности. Такой метод применим лишь для неподвижных радиолокаторов, причем предполагается, что за период обзора цель смещается на расстояние, соответствующее значительной доле длительности импульса.

В обычном [272] методе подавления пассивных помех для выделения движущихся целей совместно используются череспериодное вычитание и сравнение с когерентным напряжением. Некогерентные системы являются относительно простыми, поскольку в них в качестве когерентного напряжения используются сигналы, отраженные от местных предметов и имеющие такую же частоту, как и зондирующий сигнал. В результате смешивания отражений от местных предметов с сигналом от цели напряжение на выходе детектора приемника будет промодулировано по амплитуде с частотой, определяемой скоростью цели. В таких системах для обеспечения обнаружения цели в отсутствие помех от местных предметов включение режима вычитания производится с помощью так называемых стробов помех.

В когерентной системе выделения движущихся целей когерентное напряжение генерируется когерентным гетеродином радиолокатора [65, 358]. Компенсация помех из-за нестабильности [37] этого гетеродина ухудшается. Например, для того чтобы изменение амплитуды сигнала из-за нестабильности не превышало 5%, фаза когерентного гетеродина должна быть стабильной в пределах 0,05 рад. Это означает, что если период повторения равен 1 мсек, промежуточная частота 30 Мгц и несущая частота 10 Ггц, то должна

быть обеспечена кратковременная стабильность  $10^{-9}$  и долговременная стабильность  $3 \cdot 10^{-7}$ .

В случае движущегося радиолокатора, например самолетного, частоту когерентного гетеродина необходимо сдвинуть на величину, равную доплеровскому смещению сигналов, отраженных от местных предметов. Можно также использовать некогерентный метод. В таких системах выделения движущихся целей после подавления помех все же остаются остаточные флюктуации [476, 487]; это происходит вследствие разброса доплеровских частот, связанного с движениями случайного характера, например с движениями листьев деревьев, и метеорологическими явлениями, со случайным наклоном и движением луча антенны и помехами, принимаемыми боковыми лепестками диаграммы направленности. Изменение уровня помех от местных предметов при последовательных обзорах можно уменьшить, если использовать более сложную схему с двумя линиями задержки [311]. Если изменение уровня помех происходит по линейному закону, то для любых трех последовательных импульсов вычитание суммы импульсов 1 и 3 из удвоенного импульса 2 дает более совершенную компенсацию помех. Было вычислено [99, 136] среднеквадратичное значение уровня помех от местных предметов для различных значений параметров, и результаты были использованы [340] для определения степени улучшения видимости цели; подавление помех от местных предметов часто применяется [93] в двухпозиционных системах<sup>1</sup> или полуактивной радиолокации.

Обнаружение сигналов при наличии случайных помех может быть улучшено с помощью систем импульсной автоматической регулировки усиления [293, 341], в которых после каждого зондирующего импульса в приемник подается уменьшающий усиление импульс соответствующей амплитуды и с соответствующим законом ослабления. В другом методе [2, 92] используется приемник, в котором амплитуда выходного сигнала пропорциональна логарифму амплитуды соответствующего входного сигнала. Такой логарифмический приемник сжимает диапазон амплитуд выходных сигналов, при этом вероятность обнаружения слабых сигналов изменяется весьма незначительно.

Выпадение осадков в атмосфере приводит к затуханию сигнала и, что более важно, к созданию пассивных помех из-за отражений от осадков [173]. Радиолокационная установка непрерывного излучения с общей антенной, работающая в зоне сплошного дождя, будет принимать отраженные сигналы от дождя со всех дальностей одновременно. Наиболее интенсивные сигналы будут отражаться дождем, выпадающим в зоне релейской дальности [170], где интенсивность излучаемого поля велика, а дальность относительно мала. Если применять отдельные антенны, то интенсивно

<sup>1</sup> Т. е. системах с несовмещенными передатчиком и приемником, когда радиальные скорости относительно приемника и передатчика и (или) дальности до цели различаются. (Прим. ред.)

отражающую область можно эффективно развязать. Было показано [201], что на частоте  $35 \text{ Гц}$  уровень отражений уменьшается на  $35 \text{ дБ}$ , если антенны диаметром  $60 \text{ см}$  разнесены на расстояние  $75 \text{ см}$  между центрами.

Как в радиолокаторе непрерывного излучения [267], так и в импульсном радиолокаторе для уменьшения отражений применяется круговая поляризация сигналов с разными направлениями вращения при приеме и передаче. При простом отражении от симметричных объектов, например от сферических дождевых капель, направление вращения поляризации отраженного сигнала меняется на обратное. Сигналы, отраженные от несимметричных целей, содержат составляющие с обоими направлениями вращения [413, 423]. Таким образом, разделяя эти составляющие [90, 171, 280, 409] в приемнике на два канала, можно выделить сигнал, отраженный только от цели. Также можно выделить сигнал цели из помех, если передачу и прием производить при взаимно ортогональных линейных поляризациях. Для произвольно ориентированных отражателей средний уровень принимаемого отраженного сигнала при данной поляризации будет на  $3 \text{ дБ}$  ниже. На практике уровень сигнала имеет некоторый разброс в зависимости от типа цели, но все же получается улучшение контрастности по крайней мере на  $20 \text{ дБ}$  [8, 32, 201, 223, 354].

#### 25.2.4. Средства испытаний

На практике для эффективного использования радиолокационной аппаратуры необходимы вспомогательные средства, включающие руководства по установке, тренировке персонала и его работе, тренировочные имитаторы [211, 315] и испытательные средства [207]. В качестве испытательных средств могут использоваться специально разработанная аппаратура или типовые приборы, описанные в гл. 4 и 5. Испытательная аппаратура может придаваться отдельным комплектам либо входить [109] в состав основной аппаратуры радиолокатора, но в любом случае она должна иметь запас прочности для работы в полевых условиях.

Работу радиолокатора в целом можно проконтролировать с помощью резонатора с большим коэффициентом  $Q$ , слабо связанного [147] с аппаратурой радиолокатора, либо через направленный ответвитель, расположенный в главном тракте, либо с помощью небольшой антенны-зонда, расположенной в луче антенны. Импульс передатчика возбуждает в резонаторе колебания, которые принимаются приемником в виде экспоненциально затухающего сигнала и затем фиксируются на индикаторе. Такие резонаторы, называемые эхо-камерами [134, 365, 498], представляют собой круглый цилиндрический резонатор с волной  $\text{TE}_{01}$  высшего вида или большой параллелепипед с такими формой и размерами, при которых частота по крайней мере одного вида волны находится в пределах спектра излучаемого импульса и полосы приемника. Эхо-камеру можно

характеризовать с помощью [157] коэффициента  $F$ , представляющего динамическое отношение излучаемой и принимаемой мощностей. На рис. 25.6, *a* видно, что имеется некоторое оптимальное значение  $Q_i$ , при котором продолжительность колебаний максимальна. Из рис. 25.6, *б* следует, что  $Q_u$  следует выбирать наибольшим, а на рис. 25.6, *в* показано, что оптимальное значение  $Q_i/Q_u$  при возрастании  $F$  убывает. В типичном случае [133] на частоте 3,5 Гц эхо-камера имеет продолжительность звучания около 30 мксек. Для

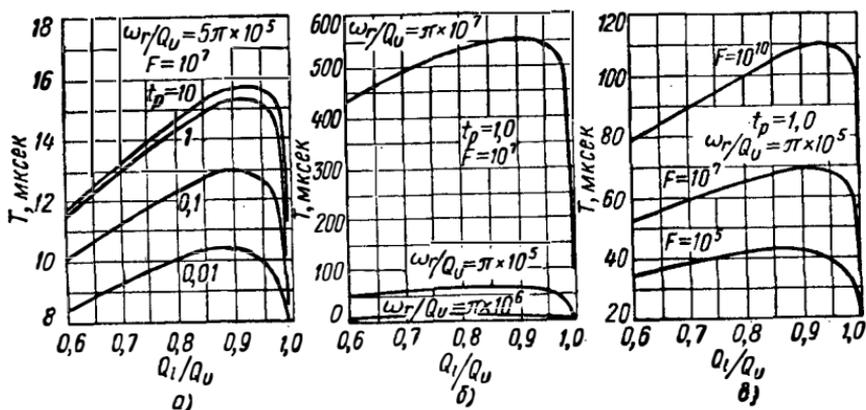


Рис. 25. 6. Оптимальная работа эхо-резонаторов. Зависимость времени звучания от  $Q_i/Q_u$ :

*a* — различные длительности импульса; *б* — различные значения  $\omega_r/Q_u$ ; *в* — различные значения динамического диапазона. (См. [157].)

качения частоты в полосе 15 Мгц в резонатор вводится колеблющийся поршень, приводимый в действие мотором; при такой модуляции на экране индикатора кругового обзора получается фигура в виде подсолнечника. Техническое состояние радиолокатора оценивается по дальности до вершин «лепестков».

Передаваемая мощность может быть измерена непосредственно, например, термистором, а чувствительность приемника может быть определена с помощью генератора сигналов или шумового генератора. Эти приборы могут быть объединены с другими в одно комбинированное испытательное устройство [41, 129, 342]. В сочетании с радиолокационным индикатором такими испытательными устройствами можно также измерять среднюю частоту передатчика, коэффициент отражения от антенны, ширину спектра передатчика, время восстановления переключателя прием-передача, характеристику усилителя промежуточной частоты, характеристику системы автоматической подстройки частоты и частоту местного гетеродина. На рис. 25.7, *a* показана схема волноводного тракта типичной установки [278] на частоте 9,0—9,7 Гц. Вся испытательная аппаратура, исключая направленный ответвитель, помещается в ящике,

причем питание подается от проверяемой аппаратуры радиолокатора. Волноводные переключатели имеют три различных положения, что позволяет проводить различные измерения

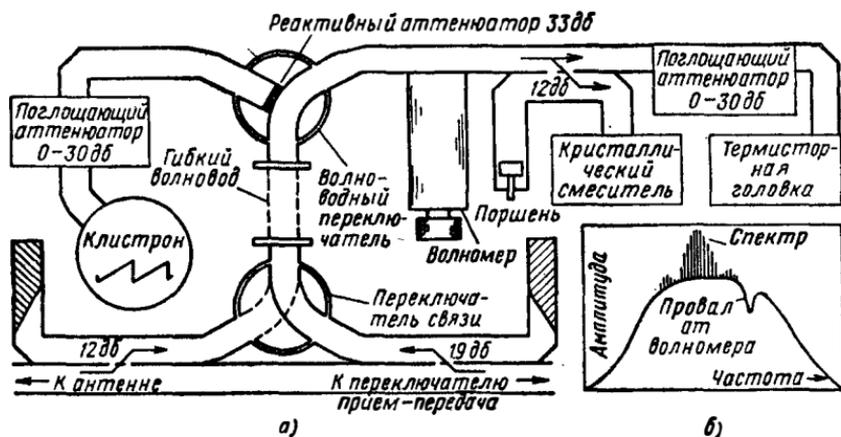


Рис. 25. 7. Волноводная схема установки для проверки радиолокатора: а — схема, показывающая три возможных положения волноводного переключателя; б — кривая интенсивности колебаний клистрона с наложенными спектром передатчика и провалом от волномера. (См. [278].)

Направленный ответвитель расположен непосредственно в главном волноводном тракте радиолокатора и связан с остальной испытательной аппаратурой длинным гибким волноводом. На рис. 25.7, б

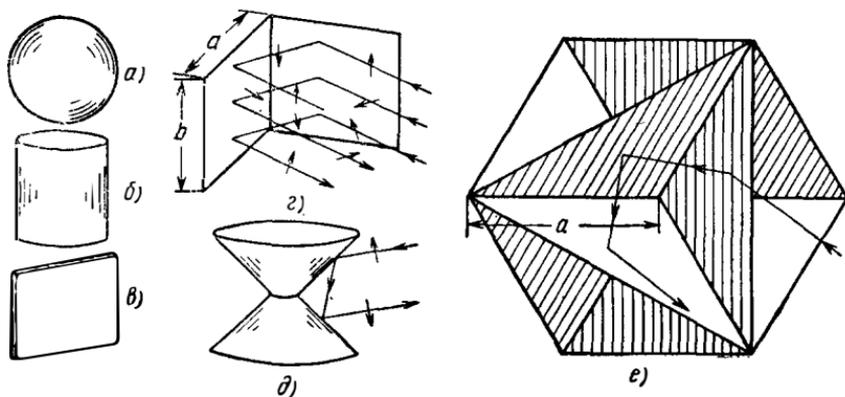


Рис. 25. 8. Типы отражателей:

а — сфера; б — цилиндр; в — плоская пластина; г — двухгранный уголкоый отражатель; д — биконический отражатель; е — связка из трехгранных уголкоых отражателей. (См. [276].)

показана кривая интенсивности колебаний клистрона, на которой видны провал от волномера и линейчатый спектр передатчика.

Полная проверка работы радиолокатора, включая проверку

работы антенны, может быть произведена путем наблюдения сигналов, отраженных рассеивающими объектами, находящимися в секторе обзора радиолокатора. На рис. 25.8, *а, б, в* изображены применяемые отражатели: сфера, цилиндр и пластина, эффективную поверхность рассеяния которых легко вычислить [276]. Двугранный углоковый отражатель на рис. 25.8, *г* отражает падающие на него лучи в том же направлении, откуда они пришли. Биконический отражатель [276] на рис. 25.8, *д* имеет всенаправленную диаграмму отражения в горизонтальной плоскости, а в вертикальной плоскости обладает свойствами двугранного углокового отражателя. Трехгранный отражатель на рис. 25.8, *е* отражает в обратном направлении падающие лучи в одном из октантов сферы, а связка, состоящая из восьми таких отражателей, обеспечивает обратное отражение при любой ориентации [149]. Максимальное значение эффективной поверхности рассеяния трехгранного углокового отражателя равно

$$\sigma_{\text{макс}} = 4\pi a^4 / 3\lambda^2, \quad (25.10)$$

где  $a$  — длина ребра грани. Например, углоковый отражатель с длиной ребра  $1$  м имеет на волне  $8,6$  мм отражающую поверхность  $56\,700$  м<sup>2</sup>: для практической реализации этой величины необходимо, чтобы грани были плоскими и взаимно перпендикулярными с точностью до  $\lambda/32$ , т. е.  $0,025$  см.

Такие отражатели используются также [232, 276, 320] в качестве искусственных целей при работе радиолокатора. В последнее время в качестве таких искусственных целей стали применяться двухмерные решетки из диполей [123], соединенных между собой таким образом, что отражение в обратном направлении имеет место при любом угле падения от нормального до касательного. Такие решетки можно изготовлять печатным способом, и, варьируя геометрию элементов, можно перекрыть диапазон частот  $10 : 1$ . При углах падения, равных  $\pm 45^\circ$ , площадь поперечника рассеяния ниже максимального значения на  $3$  дб. Для уменьшения отражающей поверхности цели можно использовать материалы, обладающие малым коэффициентом отражения [170], описанные в разд. 13.3.

## 25.3. НАБЛЮДЕНИЕ И ПОИСК

### 25.3.1. Наземные системы

Наземные сверхвысокочастотные радиолокационные установки для наблюдения и поиска весьма широко применяются для обнаружения самолетов и наблюдения за их полетом. Обычно такие системы работают в импульсном режиме, причем для дальности действия порядка  $350$  км частота повторения должна быть около  $400$  гц. При длительности импульса порядка  $1$ — $5$  мксек получается хороший компромисс с точки зрения средней передаваемой мощности, отражений от облаков и земли и разрешающей способности по даль-

ности. Для обеспечения одинаковой чувствительности на всех рабочих дальностях и высотах диаграмма направленности антенны по углу места может иметь специальную форму (по закону  $\cos^2 \theta$ ) с резким спадом при углах ниже горизонта для ослабления сигналов, отраженных от земли. Для получения хорошей разрешающей способности по азимуту применяются антенны с апертурами, имеющими большие горизонтальные размеры. Исходя из обычного требования, чтобы за каждый цикл обзора на цель падало около 15 им-

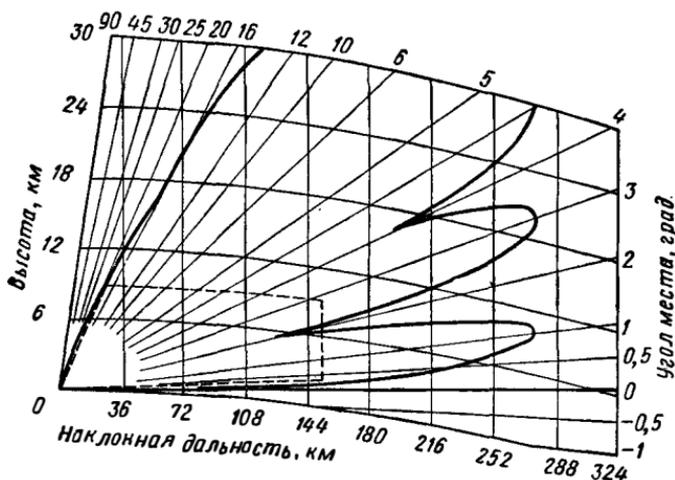


Рис. 25. 9. Зона обзора в вертикальной плоскости наземного радиолокатора с частотой 600 МГц.

Заданная зона показана пунктирной линией, а реализуемая зона — сплошной линией. (См. [107].)

пульсов, скорость вращения получается около 1—6 об/мин. Обычно используется индикатор кругового обзора, на котором фиксируется дальность и азимут цели. Так как определение высоты самолета по наклонной дальности и углу места не обеспечивает необходимой точности, то в состав станции наблюдения включают также радиолокационные высотомеры.

Выбор рабочей частоты зависит от нескольких факторов [482]. Рабочий сектор радиолокационной системы зависит от высоты подъема антенны над земной поверхностью и от рельефа окружающей местности. В низкочастотной области сверхвысокочастотного диапазона влияние местоположения и проводимости почвы на положение нулей диаграммы направленности затрудняет определение рабочего сектора в большей степени, нежели на более высоких частотах. На рис. 25.9 пунктирной линией показана рабочая зона, обычно требуемая от радиолокаторов гражданского назначения, а сплошной линией показано, как эта рабочая зона обеспечивается современной радиолокационной системой на частоте 600 МГц. Отношение интенсивности сигнала цели к интенсивности сигналов,

отраженных от участка земной поверхности, который предполагается большим площади, освещаемой одним импульсом, равно [164]

$$S_E = \sigma f d / \sigma_0 R c^2 t_p, \quad (25.11)$$

где  $d$  — размер антенны. В общем случае  $S_E$  является сложной функцией параметров радиолокационной системы, диаграммы направленности антенны и типа помех от местных предметов, однако если  $d$  постоянно, то из уравнения (25.11) видно, что  $S_E$  возрастает с увеличением частоты. На более высоких частотах резкий спад нижнего края диаграммы направленности антенны достигается до-

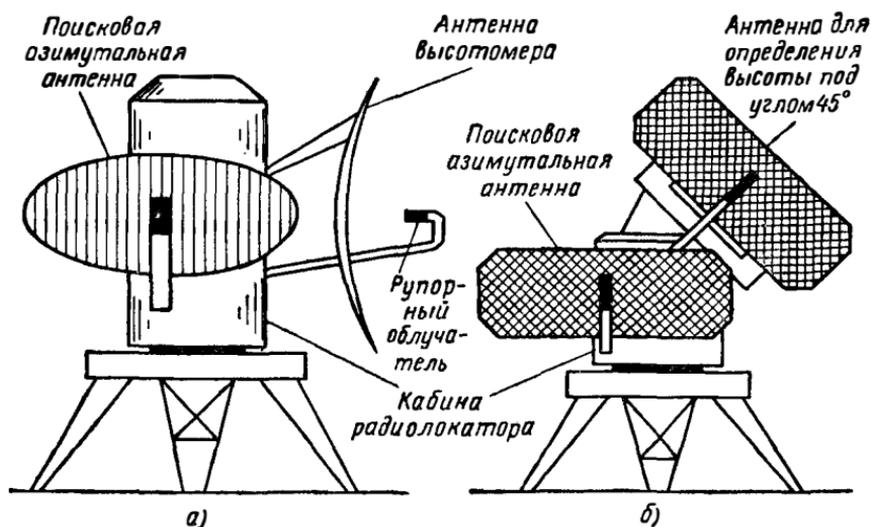


Рис. 25. 10. Наземные радиолокаторы для обзора и измерения высоты: а — антенны для обзора и измерения высоты, установленные на общей платформе; б — радиолокатор с V-обзорным лучом.

вольно легко, но уже на частотах 3 Гц и ниже для подавления помех от местных предметов обычно требуются специальные устройства [323, 499]. На частотах около 10 Гц помехи, обусловленные отражениями от моря и дождя, подавляются [133] с помощью логарифмического приемника при круговой поляризации в антенне; однако эти меры неэффективны на частотах, например, 600 Мц. В связи с этим для наземных станций наблюдения обычно выбирается рабочий диапазон около 3 Гц, причем для работы на малых дальностях используются более высокие частоты; более низкие частоты используются в районах, где часто бывают сильные дожди, при наличии больших площадей со сплошными отражениями или при необходимости обнаруживать цели на больших дальностях.

Радиолокационные станции наблюдения используются в военных целях [156, 227] как средство дальнего обнаружения. Типичная станция показана на рис. 25.10, а. Антенна с апертурой в 8 м имеет

на частоте 2,8 Гц ширину луча по азимуту около  $1^\circ$ . Самолет средних размеров может быть обнаружен в секторе от линии горизонта до высоты 10 000 м на дальностях до 350 км. Луч высотомера, работающего в режиме непрерывного излучения, быстро качается по углу места и одновременно вращается по азимуту на той же опоре, где размещена аппаратура поиска; диаграмма направленности антенны высотомера имеет ширину  $1^\circ$  по углу места и  $4^\circ$  по азимуту. Отраженные от цели сигналы наблюдаются на индикаторе, на котором в прямоугольных координатах откладываются высота и дальность; точное значение высоты находится путем интерполирования траектории отраженного сигнала.

Поиск и определение высоты осуществляются также радиолокатором с V-образным лучом, изображенным на рис. 25.10, б, в котором используются два веерообразных луча, один из них расположен в вертикальной плоскости, а другой наклонен под углом  $45^\circ$ . Направление вращения антенны выбрано таким, чтобы при каждом обороте самолет пересекался сначала вертикальным веерообразным лучом, а затем наклонным. Угол места цели можно определить по разности азимутов, при которых происходит пересечение цели, а ее азимут — по пересечению вертикальным лучом. Экспериментальная система с V-образным лучом [324], работающая на частоте 3 Гц, вращалась со скоростью 6 об/мин. Очень большие дальности обнаружения были получены с помощью радиолокационной системы [126] с рабочей частотой 400 Мгц и пиковой мощностью передатчика 5 Мвт при скважности до 0,08. Вращающаяся антенна имела цилиндрический отражатель шириной 40 м и высотой 10 м, что обеспечивало луч  $5^\circ \times 1,5^\circ$ ; полукоробчатый облучатель антенны имел раскрыв 6 м в высоту и 45 см в ширину.

Существуют разнообразные [298, 390, 396] радиолокаторы наблюдения для целей управления в гражданских аэропортах [34, 107, 448]. Типичный образец [133], работающий на частоте 9,5 Гц, имеет передатчик мощностью 200 квт, длительность импульса 0,5 мксек при частоте повторения около 1 000 гц. Система с помощью диаграммы направленности «косеканс-квадрат» обеспечивает обнаружение на высотах до 1 700 м и на дальностях до 25—45 км, а с помощью всенаправленной диаграммы направленности — на дальностях до 4—7 км. В другой системе [106], работавшей на частоте 600 Мгц, использовались импульсы длительностью 2—4 мксек со скважностью 0,002; ширина луча по азимуту равнялась  $4^\circ$ , а боковые лепестки имели уровень — 24 дб.

На рис. 25.11 показана схема когерентного радиолокатора, в котором частоты передатчика, местного и когерентного гетеродинов на промежуточной частоте получают посредством преобразования колебаний кварцевого гетеродина с частотой 5,625 Мгц. Для индикации движущихся целей сигнал смешивается в фазовом детекторе с напряжением когерентного гетеродина с частотой 45 Мгц, в результате чего на выходе получается сигнал, зависящий как от фазы, так и от амплитуды отраженного сигнала цели. Этим сиг-

налом модулируется несущая частота 10 Мгц, которая затем подается на линию задержки. После задержки сигнал усиливается, детектируется и затем складывается в противофазе с незадержанным сигналом, который после фазового детектора проходит через отдельный усилитель и детектор. Далее для индикации скомпенсированные сигналы выпрямляются двухполупериодным выпрямителем и подвергаются компенсации; в результате уровень отраженных сигналов от сплошных помех оказывается уменьшенным на 35 дб.

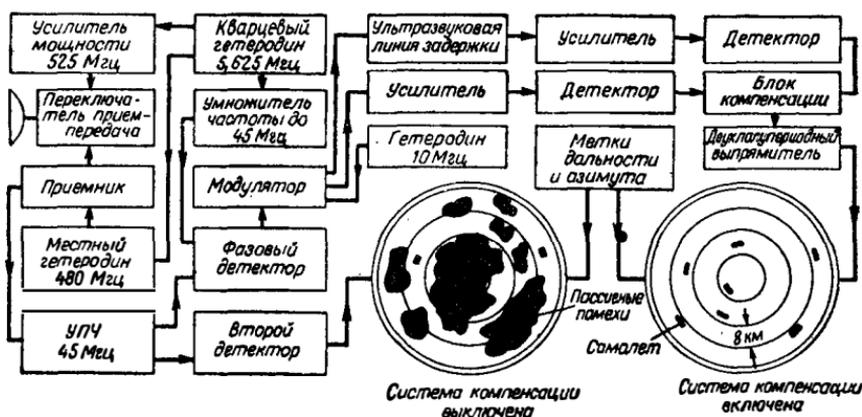


Рис. 25. 11. Радиолокатор, обеспечивающий подавление отражений от неподвижных предметов.

Для иллюстрации показан индикатор до подавления и после него. (См. [106].)

В качестве нового средства повышения отношения сигнал/шум в радиолокаторе применяется разнос по частоте [176, 403], в результате чего происходит заполнение нулей диаграммы направленности антенны и диаграммы рассеяния цели. Например, три комплекта передатчиков-приемников с несколько отличающимися частотами работают на общую антенну и общий видеотракт. Такое оборудование [203] на частоте 3 Ггц имеет разнос частот в 10 Мгц; его нормальный цикл состоит из импульсов длительностью 2 мксек, излучаемых передатчиками А, В и С через интервалы в 1 мксек. Отраженные сигналы с помощью быстродействующих переключателей направляются в соответствующий приемник, преобразуются в видеосигналы, которые затем комбинируются так, чтобы исключить начальную разницу по времени при передаче.

Для реализации преимущества повышенной средней мощности, подводимой к нескольким передатчикам, видеосигналы могут складываться различными способами. Обработка может производиться по следующим схемам: а) простое сложение  $A + B + C$ ; б) попарное сложение и перемножение частичных сумм  $(A + B)(B + C)(C + A)$  и в) попарное перемножение с последующим сложением  $(AB + BC + CA)$ . В результате найдено, что провалы на выходе

детектора практически исключаются, а в зоне наблюдения с вероятностью обнаружения 90% максимальная дальность возрастает на одну треть по сравнению со случаем одного передатчика, имеющего такие же характеристики.

Повышение скорости и других характеристик воздушных целей привело к разработке [480] радиолокационных систем, выдающих непрерывно информацию о трех пространственных координатах цели. Такие системы можно разделить на три следующие категории, которые перечислены в порядке повышения темпа получения информации: а) сканирование одиночным лучом; б) сканирование системой лучей; в) система неподвижных лучей. Требующееся быстрое сканирование осуществляется с помощью электронных устройств, описанных в разд. 14.5. В одной из описанных сканирующих антенн [484] каждый элемент плоской антенной решетки имел свой передатчик и приемник. Использование большого числа небольших передатчиков дает возможность излучать весьма большие мощности, причем путем фазирования на низком уровне мощности можно создавать различные апертурные распределения, позволяющие облучать широкий угловой сектор, или получать несколько независимых качающихся лучей. При приеме путем фазирования на промежуточной частоте можно, не уменьшая чувствительности, формировать систему лучей. Возможно одновременное объемное сканирование и слежение за многими целями, а выбор числа элементов и вида апертурного распределения позволяет управлять усилением, угловой разрешающей способностью и уровнем боковых лепестков.

В полуактивных системах для облучения сектора наблюдения и приема сигналов, отраженных от цели, используются различные антенные схемы. Было предложено высотное-обзорное устройство [125] на частоте 3 Гц, имеющее систему раздельных парциальных приемных лучей, узких в азимутальной и угломестной плоскостях и расположенных в одной вертикальной плоскости один над другим. Антенна смонтирована на трех плоскостях высотой 53 м, и на каждой плоскости размещено по 1000 рупоров, что позволяет путем последовательного электронного переключения обеспечить по азимуту круговой обзор. Эффективное число лучей равно 132, по углу места перекрывается сектор от 0,5 до 40°. Сложность такой системы, которая содержит около 50 км волноводов, должна с избытком окупаться простотой ее обслуживания, поскольку в ней отсутствуют подвижные части. Существенным источником ошибок в определении высоты такими радиолокаторами с парциальными диаграммами являются шумы [110].

Радиолокационные системы тактического управления средствами ПВО обеспечивают быструю непрерывную и точную информацию о трех координатах положения выбранных целей. Например [399], в наземной установке тактического управления используется многолучевая антенная система, вращающаяся со скоростью 10 об/мин. Для передачи используется диаграмма направленности,

широкая в вертикальной плоскости, а прием производится одиннадцатую парциальными лучами, что позволяет измерять угол места, азимут и дальность целей. Затем эта информация поступает в радиолокатор точного наведения, управляющий средствами перехвата. В корабельной сверхвысокочастотной системе [408], антенна которой имеет систему острых лучей, одновременно выполняются функции дальнего обнаружения и управления. Один из лучей, который используется для дальнего обнаружения, при вращении антенны имеет постоянный угол места. Другие лучи помимо вращения вместе с антенной по отдельности непрерывно и синхронно сканируют в заданном секторе угла места. С помощью этих сканирующих лучей получается точная информация о положении целей. Каждому лучу соответствует свой передатчик и приемник, но фокусирование производится одной линзовой антенной с апертурой 5 м.

### 25.3.2. Морская навигация

Применение радиолокатора в качестве средства для локальной навигации морских судов [56, 247, 297, 314, 376, 391] основано на различии рассеивающих свойств моря, льда [208, 252], суши и кораблей [359]. Выбор рабочей частоты обусловлен такими факторами, как видимость малых объектов над водной поверхностью, дальность, угловая разрешающая способность, а также условиями распространения радиоволн [284]. С этой точки зрения изучен диапазон частот от 3 до 35 Гц, но большинство морских радиолокаторов работает в диапазоне 9,32—9,50 Гц. В таких радиолокационных системах [204, 245, 277] индикатор кругового обзора связан с антенной, которая совершает непрерывное круговое вращение в пределах 360°. Ориентирование производится либо по гироскопу, либо вручную. Индикатор вращается так, чтобы север радиокарты находился сверху; если это требуется, курс корабля может отмечаться яркой линией курсового маркера.

На экране индикатора относительного движения, изображенном на рис. 25.12, а, центр которого соответствует положению корабля  $S$ , движущимися выглядят как неподвижные, так и подвижные объекты, причем скорость последних складывается из собственной скорости и скорости корабля. Пусть  $SH$  — курсовая линия корабля, а точки  $C$  и  $D$  — два положения другого судна в моменты времени, разделенные интервалом  $T$ . Если построить на точках  $C$  и  $D$  треугольник скоростей, в котором линия  $EC$  представляет движение корабля с радиолокатором, то  $ED$  будет представлять истинный курс наблюдаемого судна, а длина  $ED$  после умножения на  $1/T$  даст его истинную скорость. Истинное движение [241, 406] движущихся объектов показано на экране индикатора, изображенном на рис. 25.12, б, на котором неподвижным объектам соответствуют неподвижные отметки. Это достигается с помощью подвижных отклоняющих катушек, которые перемещают все радиоизображение на экране в направлении курса корабля в соответствии с его скоростью. Чтобы

наблюдаемая картина не вышла за пределы экрана, необходимо периодически возвращать ее к центру экрана. Курсовое направление измеряется электронным способом, при этом на экране лучом прочерчивается яркая радиальная линия шириной  $0,5^\circ$ .

В корабельных системах в основном используется обычное оборудование [214, 241] с тенденцией к простоте [3, 463] и экономичности в изготовлении. В передатчиках обычно используются [132, 381, 384, 392, 436] магнетроны с пиковой мощностью от 7 до 60 *квт*. Длительность импульса выбирается равной 0,1 *мксек* для дальности

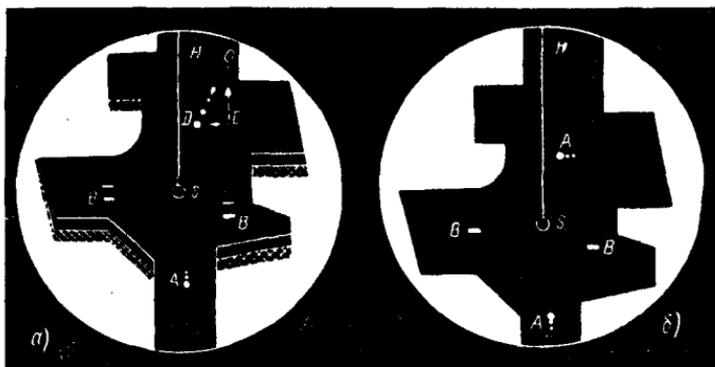


Рис. 25. 12. Индикаторы морских радиолокаторов:  
 а — относительное движение; б — истинное движение. (См. [241].)  
 А — означает отраженный сигнал от корабля; В — эхо от бакена.

стей до 5 км и 1 *мксек* для больших дальностей; достаточно широкие полосы пропускания на промежуточной частоте, соответственно 10 и 5 *Мгц*, позволяют обходиться без сложной системы автоматической подстройки частоты. Для имитации работы радиолокатора обычно используется эхо-камера, устанавливаемая так, чтобы луч антенны пересекал ее при каждом обороте. Звучание камеры в течение 10 *мксек* создает на индикаторе лепесток, эквивалентный дальности 1500 *м*.

Антенны корабельных радиолокаторов обычно имеют апертуры размером около 2 *м*, что дает ширину луча по азимуту от  $1,2$  до  $1,7^\circ$ ; скорость вращения равна 20—30 *об/мин*. Ширина луча по углу места равна 20—30°, но допустимы и меньшие значения при условии стабилизации по крену [132, 156], хотя на практике такие антенны обычно не применяются. Интенсивность облучения зеркала первичным облучателем к краям уменьшается, так что уровень заднего и боковых лепестков диаграммы направленности антенны, обусловленных неполным перехватом энергии зеркалом, не превосходит — 30 *дб*. Обычно используются усеченные цилиндрические отражатели, хотя зеркала в виде несимметричной вырезки из параболического цилиндра дают меньший уровень излучения вдоль нормали к на-

правлению главного луча, а также меньше забиваются снегом. Достоинствами решеток из щелевых излучателей в стенке волновода являются малый вес и малое ветровое сопротивление. Такие антенны должны располагаться [375] так, чтобы перекрывался рабочий сектор не менее  $120^\circ$  в обе стороны относительно продольной оси корабля. Находящиеся вблизи предметы, вроде дымовой трубы, могут вызывать не только затемненные дуговые полосы на экране индикатора, но также могут давать ложные отраженные сигналы: последние можно ослабить с помощью рассеивающих или поглощающих покрытий.

Было проведено исследование [321] ошибок корабельных радиолокационных систем, и в результате анализа опасных по столкновениям курсов было предложено использовать [355, 356] вспомогательный доплеровский радиолокатор, который определяет величину и знак радиальной составляющей относительной скорости, а также значение ее производной. По этим данным можно определить курс и скорость другого судна и с помощью автоматических вычислительных средств определить время и точку наибольшего сближения судов.

Интересно вспомнить, что одним из первых корабельных радиолокаторов была [506] станция с непрерывным излучением на частоте  $1,76 \text{ Гц}$ , установленная в 1938 г. на «Нормандии». В дальнейшем были проведены исследования [19] техники частотной модуляции с целью увеличения темпа получения информации и упрощения конструкции. Для импульсных систем с аналогичными параметрами необходимо использовать приемник с набором селекторов, который оказывается слишком сложным для широкого применения. С другой стороны, при применении приемника с одним селектором необходимо последовательно просматривать весь интервал дальности, что снижает темп поступления информации.

Применение панорамного приемника<sup>1</sup> позволяет подавать информацию о дальности непосредственно на индикатор. Необходимость расширения полосы приемника ведет к уменьшению его чувствительности, но это затруднение преодолимо, если требуется работа лишь на небольших дальностях и используется высокая частота повторения. В типичной схеме частота местного гетеродина панорамного приемника изменяется по пилообразному закону с частотой  $150 \text{ кгц}$ ; выходной сигнал смешивается с проходящими сигналами в диапазоне  $50 \text{ кгц} - 1 \text{ Мгц}$  и подается на усилитель промежуточной частоты  $30 \text{ Мгц}$  с шириной полосы  $12 \text{ кгц}$ . Для дальностей до  $1000 \text{ м}$  при скорости сканирования  $10 \text{ об/мин}$  и частоте модуляции  $10 \text{ кгц}$  можно получить разрешающую способность порядка  $\frac{1}{30}$ , т. е.  $30 \text{ м}$ . На стометровой шкале можно разрешать такие конфигурации как, например, человеческие фигуры. Вследствие

<sup>1</sup> Приемник, который обнаруживает наличие и относительную интенсивность всех сигналов в широком диапазоне частот. (Прим. ред.)

такой хорошей разрешающей способности системы с частотной модуляцией при работе на малых дальностях имеют преимущества.

Для более эффективного использования корабельных радиолокационных систем при навигации по фарватерам и в гаванях [240] входы в каналы обозначаются так, чтобы они легко выявлялись на радиолокационном индикаторе. Например, для обозначения входа могут быть использованы два бакаена с уголковыми отражателями [64, 242]. Чтобы обеспечить в азимутальной плоскости круговую диаграмму направленности рассеяния применяется связка из уголкового отражателя. Обычно используется [240] связка

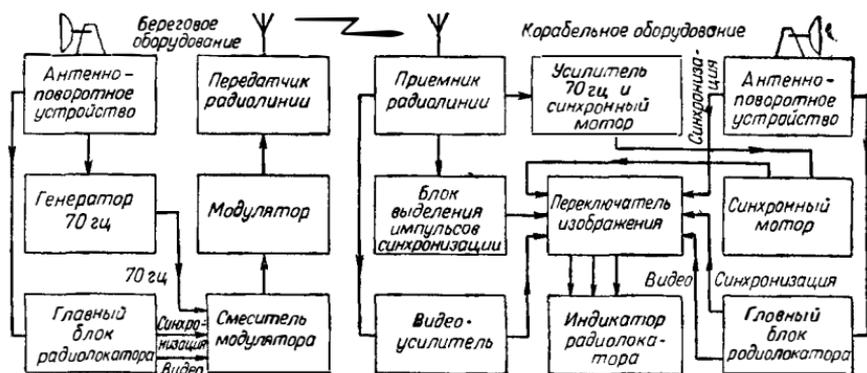


Рис. 25. 13. Система передачи радиолокационного изображения.

Переключатель позволяет получать на индикаторе радиокарту как с берегового, так и с корабельного радиолокатора. (См. [240].)

из восьми уголков, хотя если необходима всенаправленность лишь по азимуту, то более удобна связка из пяти трехгранных уголкового отражателя [376]. Чтобы получить более интенсивные сигналы, применяются радиомаяки [29, 238, 244, 275, 503]; в этом случае наличие в диаграмме направленности антенны двух модулированных лучей позволяет вести по прямолинейному курсу корабль, снабженный простейшим сверхвысокочастотным приемником.

Для информации об условиях движения в гавани наиболее целесообразно использовать береговую наблюдательную радиолокационную систему [50, 114, 289, 458]. Высокое качество таких установок обеспечивает получение подробной навигационной информации и сведений о состоянии входа в канал, подлежащих передаче на судно. На рис. 25.13 показана схема системы [240], в которой результаты локации береговой линии в форме видеосигналов вместе с отсчетом углов передаются на судно по сверхвысокочастотной линии радиосвязи. С помощью переключателя на корабельном индикаторе можно получать либо радиокарту от собственного радиолокатора, либо радиокарту, принимаемую от береговой системы наблюдения. Конструкция радиолокационных установок в гавани [343, 385] зависит от особенностей фарватера и порта. Некоторые радиоло-

кационные системы в гаванях [400] работают в диапазоне 3 Гц, однако более часто используется [206, 357, 388, 389] диапазон 9,5 Гц. Типичная установка [240] для этого диапазона имеет выходную мощность 10 квт при длительности импульса 50 нсек, что дает разрешающую способность 8 м. Скорость обзора равна 20 об/мин; размер апертуры антенны 8 м, что дает диаграмму направленности шириной 0,3° по азимуту и 3,6° по углу места. Зону обзора можно расширить путем использования нескольких сканирующих систем, причем радиолокационная информация передается затем в центральный пункт. Такая система из семи станций контролирует участок фарватера длиной 30 км [264, 287, 388].

### 25.3.3. Системы вторичной радиолокации

Системы вторичной радиолокации простейшего типа включают ответчик, устанавливаемый на цели. Обычно в ответчиках [14] используются лампы бегущей волны; уровень переизлученной энергии пропорционален принятой энергии, причем как в импульсных системах, так и в системах непрерывного излучения соблюдается фазовая когерентность. Такие устройства в диапазоне 1,2—10 Гц могут перекрывать октаву. Одним из новых применений [127] является увеличение эффективной поверхности рассеяния радиолокационной цели, при котором ответчик должен имитировать большую отражающую поверхность и, следовательно, радиолокационную видимость большого самолета. Для того чтобы на частоте 3 Гц цель имела эффективную отражающую поверхность 100 м<sup>2</sup> при облучении с любого направления, необходим [14] усилитель с усилением около 50 дб; влияние нестабильности исключается с помощью переключателя прием-передача, в котором используются прецизионные гибридные тройники. Среди других применений ответчиков следует указать на калибровку радиолокаторов, тренировку персонала и управление воздушным движением гражданской авиации.

В одном из военных применений [306] радиолокационные системы с ответчиком используются для опознавания своих и чужих целей, в которых при запросе и ответе посылаются кодированные серии последовательных импульсов. Схема устройства типичного [273] радиомаяка показана на рис. 25.14, а: импульс запроса от радиолокационной станции принимается приемной антенной радиомаяка. Видеосигнал с выхода приемника анализируется дешифратором, и если он оказывается правильным, то посылаются запускающие импульсы в блок кодирования и схему бланкирующего строба. Закодированный сигнал затем используется для модуляции стабилизированного передатчика, который обычно работает на частоте, несколько отличной от частоты запроса. Ответ маяка принимается радиолокационной станцией и индицируется. Такие радиолокационные маяки-ответчики, или раконы, широко используются для навигации: если положение радиомаяка известно, то при одновре-

менном измерении дальности и углового пеленга оператор радиолокатора может лишь при однократном измерении определить свое местоположение. Недостатком маяков-ответчиков является то, что ответные импульсы, предназначенные для одного радиолокатора, могут быть приняты другим. Кроме того, возможно насыщение маяка, когда вблизи него работают, например, двенадцать или более радиолокаторов.

В морской навигации радиолокационные маяки-ответчики работают в диапазоне 9,33—9,48 Гц [240, 268, 313]; передатчиком

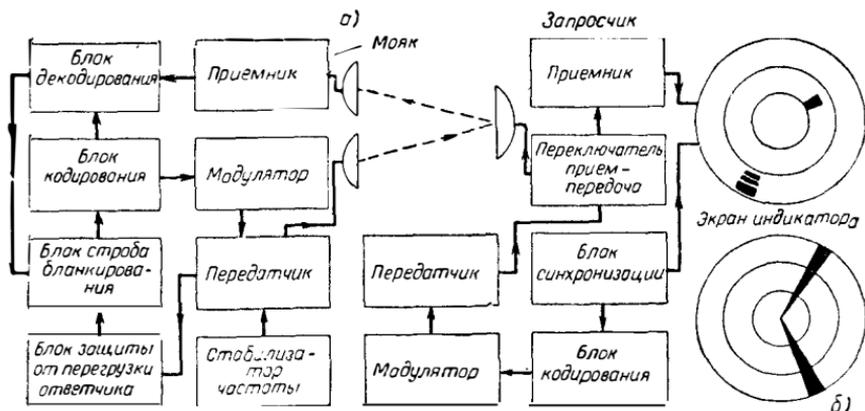


Рис. 25. 14. Блок-схема радиолокационного маяка:

а — блок-схема радиолокационного маяка и вид индикатора, на котором видны сигналы от двух маяков; б — сигналы от двух импульсных радиомаяков. (См. [273].)

обычно служит магнетрон [112]. Портативные маяки используются для целей опознавания [239]. Импульсный радиомаяк [100, 101] представляет собой ненаправленный, несинхронизированный импульсный передатчик, работающий на фиксированных частотах 9,31 и 3,256 Гц, близких к рабочим диапазонам морских радиолокаторов. Как показано на рис. 25.14, б, такой маяк создает на экране индикатора узкий секторный луч, проходящий от центра в направлении, соответствующем пеленгу маяка. Этот секторный луч всегда простирается до края экрана независимо от дальности до маяка. Очевидно, что таким образом можно установить лишь пеленг, и для определения положения необходимы два импульсных маяка. Опознавание может производиться с помощью простых кодов. При работе с описанными выше импульсными радиомаяками и радиолокационными маяками приемник радиолокатора необходимо переключать на соответствующую частоту маяка, при этом на индикаторе кругового обзора вместо обычного радиолокационного изображения будут видны лишь сигналы маяка. Некоторые маяки [240] излучают в широкой полосе частот, в результате чего их можно наблюдать одновременно с обычным радиолокационным изображением. По-видимому, в ближайшем будущем [240] будет

применяться лишь такие радиолокационные маяки-ответчики, в которых на передачу работает магнетрон с качающейся частотой.

Применение радиолокационных установок с ответчиком для управления воздушным движением в аэропортах [91, 167, 168, 213, 346, 446, 452] обеспечивает опознавание самолетов и получение надежной информации о местоположении в условиях дождя и отражений от местных предметов, причем для передачи различных данных, например данных о высоте, можно использовать двоичное кодирование [345]. В одной из систем [128], пригодной для гражданских и для военных самолетов, запрос с частотой повторения 300 *Гц* передается на частоте 1,03 *Гц*, а ответ получают на частоте 1,09 *Гц*. После дешифрирования сигналы подаются на обычный индикатор кругового обзора. Если, например, в окружности с радиусом 300 *км* находятся несколько наземных запрашивающих станций и самолетных ответчиков, то возможны взаимные помехи [327]. Несинхронизированные ответы, принимаемые приемником запрашивающей станции, на индикаторе выглядят как помехи. Эти помехи можно ослабить [128], если использовать устройства задержки, в которых с помощью схемы совпадения производится сопоставление ответов с соответствующим запросом.

## 25.4. ВОЗДУШНАЯ НАВИГАЦИЯ

### 25.4.1. Средства доплеровской навигации

Навигация самолета на трассе между аэропортами или в районах, где управление с наземных станций является неэкономичным или непрактичным, должна основываться либо на комбинированных, либо на автономных системах. К последним относятся ряд радиолокационных систем [15, 46, 74, 348], использующих доплеровскую технику. Обратимся к рис. 25.15, *а* и рассмотрим сначала луч, направленный вперед. Простое обобщение уравнения (25.8) показывает [19], что разница между частотами принятого и переданного сигналов будет равна

$$f_D = (2f_T v/c) \cos \theta. \quad (25.12)$$

Частоту, определяемую выражением (25.12), можно выделить в виде частоты биений при смешивании принятого сигнала с ослабленным излучаемым сигналом. Из рис. 25.15, *б* видно, что вследствие конечной ширины луча сигнал, приходящий от каждой рассеивающей точки, будет существовать ограниченное время. Результирующий сигнал на выходе приемника представляет собой векторную сумму большого числа сигналов от отдельных рассеивающих точек. Таким образом доплеровский сдвиг частоты не зависит от свойств земной поверхности и высоты самолета.

На рис. 25.15, *в* изображено семейство гипербол, соответствующих линиям постоянного доплеровского смещения частоты. Если

два антенных луча расположены симметрично относительно направления движения, то отражения от областей *A* будут иметь одинаковую доплеровскую частоту в обоих лучах. При смещении антенны, например, влево лучи будут отражаться поверхностью земли в об-

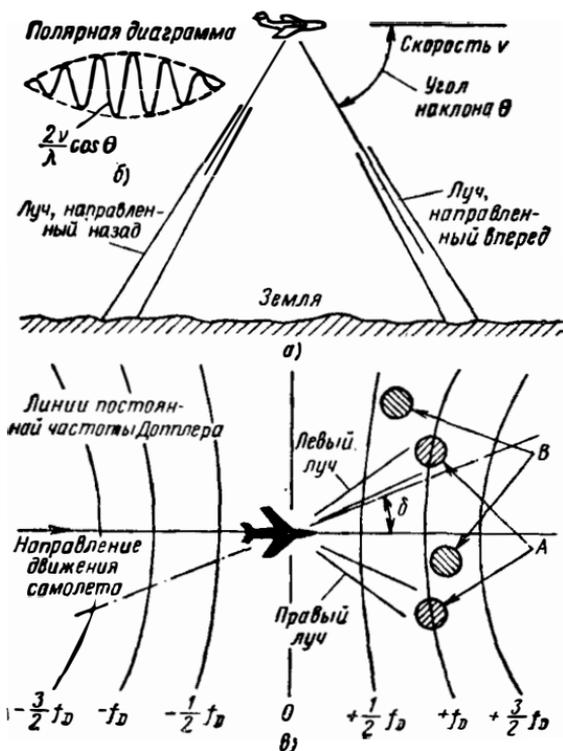


Рис. 25. 15. Самолетная доплеровская навигационная система:

*a* — вид в вертикальной плоскости; *б* — доплеровский сигнал от дискретной отражающей точки; *в* — использование для определения угла сноса двух лучей. (См. [74].)

ластях *B* и в результате доплеровский сдвиг в правом луче будет больше, нежели в левом. Эту разность частот можно использовать [193] в следящей системе, которая будет ориентировать антенну вдоль направления движения, и таким образом можно определить угол сноса самолета [317]. Полная система навигационных данных определяется комбинированием угла сноса и курса, отсчитываемого по самолетному компасу. Полученные данные вместе с данными наземной скорости вводятся в вычислительное устройство, которое определяет составляющие движения вдоль осей север—юг и восток—запад. Использование антенных лучей направленных [282] вперед и назад, как показано на рис. 25.15, *a*, позволяет удвоить частоту биений и, вместе с тем, делает систему нечувствительной к киле-

вой качке; так, при наклоне на  $4^\circ$  ошибка не превышает 0,3%. Другим преимуществом многолучевых систем является то, что они позволяют измерять вертикальные составляющие скорости. Такими свойствами также обладают радиолокационные системы с тремя антенными лучами [121].

Обычные доплеровские системы работают в режиме непрерывного излучения, так как в этом случае вся принимаемая мощность сосредоточена в одной спектральной полосе. Такие системы имеют широкое применение, однако у них есть существенный недостаток: в приемник просачивается часть излучаемой мощности, имеющей фазовую и (или) амплитудную модуляцию, которая смешивается с когерентным напряжением и отраженными сигналами, создавая шумовые помехи [52]; это явление можно устранить введением частотной модуляции [348] или импульсного режима работы, что позволяет исключить сигналы, отраженные от близких препятствий. В последнем случае частота повторения должна по крайней мере вдвое превышать наивысшую доплеровскую частоту, чтобы ни она сама, ни ее комбинации с доплеровским сигналом не давали ложных откликов. Для осуществления когерентности в передатчике применяется импульсный усилитель, возбуждаемый генератором, работающим в непрерывном режиме. Наличие антенных лучей, направленных вперед и назад, позволяет использовать когерентную обработку. Одновременный прием двух последовательностей сигналов при всех условиях можно обеспечить с помощью линейной антенной решетки, сконструированной таким образом, чтобы все точки, освещаемые лучом, давали одинаковую доплеровскую частоту. Во избежание пропадания откликов на некоторых высотах можно применить модуляцию частоты повторения с какой-либо звуковой частотой.

Для доплеровских радиолокаторов отведены полосы частот в диапазонах 8,8 и 13,5 Гц, причем практически большая часть установок [16, 22, 86, 226, 330] работает в первом диапазоне. Для обеспечения достаточного уровня сигнала, отраженного от спокойной водной поверхности, стандартное значение угла наклона луча антенны выбрано равным  $68^\circ$ ; для борьбы с кратковременными исчезновениями отраженных сигналов во время полета над гладкой поверхностью моря или суши применяются запоминающие устройства. В типичном оборудовании с непрерывным излучением [73] при мощности передатчика 50 мвт, коэффициенте шума приемника около 13 дб и усилении антенны около 300 получается отношение доплеровского сигнала к шуму около 9 на высоте 10 000 м над морем при волнении в 1 балл по Бофорту. В более ранней импульсной системе [17] при мощности передатчика около 10 квт, длительности импульса 0,4 мксек и частоте повторения 50 кГц на высоте 20 000 м получается доплеровский сигнал с отношением сигнал/шум 33 дб над суши и 1,4 дб над морем при волнении в 2 балла по Бофорту. В более современных установках [146, 224] для получения высокой эффективности используются длинные импульсы

при коэффициентах заполнения около 0,5; типичный передатчик имеет мощность 20 *вт* при длительностях импульса 4 *мксек*.

Обычные коммерческие установки весят от 30 до 40 *кг*, занимают объем около 0,18—1,4 *м*<sup>3</sup>, могут работать на высоте до 20 000 *м* при скоростях относительно земли до 2000 *км/час* и скоростях ветра до 440 *км/час*. Точность измерения составляет 0,2% для скорости относительно земли, 0,2° для угла сноса, 0,2° для направления ветра, 5,5 *км/час* для скорости ветра и около 1% для местоположения. Волнение на море и приливы вносят в показания установок всех типов ошибки порядка 0,5%. Анализ характеристик [122] показывает, что доплеровские радиолокационные установки обеспечивают получение точных навигационных данных в различных рабочих условиях [119, 181, 249, 442, 507].

### 25.4.2. Панорамные радиолокаторы и другие автономные радиолокационные системы

Амплитуда отраженных от земли сигналов, наблюдаемых на самолетном радиолокаторе, сильно изменяется в зависимости от характеристик отражающей земной поверхности. Закон этих отражений близок к зеркальному, и в частности отражения от водных поверхностей относительно слабы, отражения от открытых участков суши более интенсивны, а отражения от застроенных участков очень сильны и хорошо выражены. Такое различие отражений позволяет получать радиолокационную карту местности с основными чертами рельефа, при помощи которой можно определить местонахождение самолета. Первоначально такие навигационные средства были разработаны для точного бомбометания [62]. При этом использовалась ориентированная в сторону земли диаграмма направленности антенны, узкая в азимутальном сечении и имеющая форму «косеканс квадрат» по углу места, которая сканирует или вращается вокруг вертикальной оси. Поскольку на индикаторе кругового обзора регистрируется наклонная дальность для получения истинной карты в радионизображение необходимо вводить коррекцию, учитывающую высоту самолета. Для получения высококачественной карты радиолокатор должен обладать хорошим разрешением, что достигается выбором рабочей частоты в диапазоне 9,5 *Гц*, использованием узких антенных лучей и коротких импульсов. При типичных значениях  $P_T = 50 \text{ вт}$ ,  $f_p = 400 \text{ ц}$ ,  $t_p = 1 \text{ мксек}$ ,  $P_{\text{мин}} = 10^{-12} \text{ вт}$  и  $g_p = 4000$ ; такие навигационные средства дают удовлетворительную радиокарту местности под самолетом на дальностях до 80 *км*.

Лучшее разрешение имеет [513] самолетный радиолокатор с боковым обзором, предназначенный для картографирования местности [477]. В нем в качестве антенны используется линейная решетка диполей, формирующая веерообразную диаграмму направленности, узкую в азимутальной плоскости. Последовательно

приходящие отраженные сигналы запоминаются с сохранением информации о дальности и фазе. Особенность заключается в специальной обработке данных, с помощью которой благодаря поступательному движению самолета создается эффект антенны очень большой длины, пропорциональной радиолокационной дальности. Считая, что таким образом синтезируется антенна, длина которой равна поперечному размеру луча радиолокатора на заданной дальности, можно показать, что разрешаемый линейный размер в азимутальном направлении не зависит от дальности и частоты и не превосходит размера реальной апертуры антенны. Частота передатчика стабилизируется с помощью резонатора, а когерентный гетеродин, стабилизированный кварцем, работает на промежуточной частоте.

Высоту и ее изменение, а также скорость подъема или снижения можно определить с помощью радиоальтиметра. В этих приборах используется сигнал, отраженный от земной поверхности под самолетом. Конструкция антенны определяется характером движения самолета; например, ширина диаграммы направленности в поперечном направлении должна быть по крайней мере вдвое больше максимального угла крена при виражах, во время которых должна обеспечиваться надежная работа. Существенно, чтобы не возникало путаницы из-за ложных отраженных сигналов, приходящих от атмосферных неоднородностей, которые могут находиться на малых дальностях. Исходя из типичных значений эффективной отражающей площади неоднородностей и земной поверхности можно построить [248] кривые максимальных частот для различных рабочих высот. Из этих расчетов вытекает, что следует предпочесть работу в сверхвысокочастотном диапазоне, и на практике радиоальтиметры работают в диапазонах 0,8; 1,7 и 4 Гц. Для военных применений обычно предназначаются радиоальтиметры, обеспечивающие работу на высотах до 25 000 м или более [61], а для гражданских применений — на высотах, соответствующих процедуре приземления.

Импульсные радиоальтиметры [48, 143, 156] приспособлены для измерения высот в пределах 300—25 000 м. Применяемая аппаратура состоит из обычных радиолокационных блоков, причем для получения точной информации о высоте могут использоваться короткие импульсы длительностью до 0,1 мксек [248]. Так как рассеяние на атмосферных осадках можно устранить с помощью круговой поляризации, то имеется возможность использовать диапазон СВЧ. Передаваемый и отраженный сигналы индицируются на осциллографической трубке так, чтобы линейное или угловое расстояние между импульсами было прямо пропорционально высоте. Эта величина может непосредственно считываться с помощью накладываемой шкалы или более точно с помощью временных калибровочных отметок, получаемых от стабилизированных гетеродинов. Типичный образец [60] имеет передатчик мощностью 150 вт на частоте 1,6 Гц и оборудован двумя невыступающими антеннами диаметром 45 см. Полная ошибка в отсчете высоты на превосходит

30 м. Найдено [488, 510], что радиоальтиметры, работающие над толстыми слоями льда или снега, часто показывают неправильные данные, так как верхняя граница слоя дает более слабое отражение, нежели нижняя. На частоте 400 Мгц наблюдалась ошибка около 600 м, а на более высокой частоте 4,3 Ггц ошибка составляла лишь 15 м.

В диапазоне высот от 0 до 2000 м в основном применяются радиоальтиметры с частотной модуляцией. Основные принципы построения такие же, как и у радиолокатора с непрерывным излучением; эти принципы применялись в ранних конструкциях [11, 230, 380, 386] на частоте 0,4 Ггц с частотной модуляцией несущей, что позволяло определять высоту по разности частот согласно уравнению (15.7). В дальнейших разработках частота несущей повышалась, что позволило использовать более широкую полосу девиации частоты и уменьшить относительную ширину полосы. Были достигнуты успехи в области устранения таких источников ошибок, как нелинейность закона девиации частоты, разрывы в точках поворота и наличие амплитудной модуляции, в результате чего современная техника позволяет перекрывать интервал высот с отношением максимума к минимуму до 2500 : 1. При полете самолета над ровной земной поверхностью, например над взлетно-посадочной дорожкой, показания высоты изменяются ступенями, поскольку между гетеродинированным отраженным сигналом и напряжением, управляющим девиацией частоты, фазовая когерентность существует лишь ограниченное время. В так называемых неквантованных [194] радиоальтиметрах этот эффект исключается путем введения модулированного изменения фазы напряжения, вводимого из передатчика в приемник. Было разработано несколько радиоальтиметров с частотной модуляцией [82, 154, 156, 300, 301]. В образце, работающем на частоте 1,6 Ггц, была достигнута высокая чувствительность благодаря использованию супергетеродинного приемника с балансным смесителем, имевшим промежуточную частоту 110 Мгц. Для уменьшения шума приемника регулируется скорость девиации частоты, в результате чего ограничивается частота биений, и, следовательно, уменьшается необходимая полоса до 10 кгц для высот больше 300 м. Раздельные антенны располагаются таким образом, чтобы непосредственная связь между ними была минимальной.

Точное определение вертикальной скорости производится с помощью измерителя скорости подъема [219], в котором используется доплеровский радиолокатор с непрерывным излучением, работающий на частоте 10 Ггц с мощностью порядка 1 вт. Как видно из рис. 25.16, а, половина генерируемой мощности отводится для образования в плечах *E* и *H* второго гибридного волноводного тройника напряжений, которые имеют равные амплитуды, но сдвинуты по фазе на 90°. Принимаемый сигнал делится между двумя смесителями и представлен на рис. 25.16; б вектором **V**, который вращается относительно векторов **E** и **H**, представляющих напряжения

в плечах. При этом очевидно, что, например, для снижающегося самолета  $V$  имеет более высокую частоту, нежели  $E$  и  $H$ , и вращается против часовой стрелки. Результирующий вектор  $R$  пересекает окружность, на которой имеются временные отметки. Сигналы с выходов смесителей усиливаются, ограничиваются, стробируются, и, наконец, поступают в измерительный прибор.

Для предупреждения сближения самолета на расстояние, например, 3 км с другим самолетом, летящим на той же высоте, могут

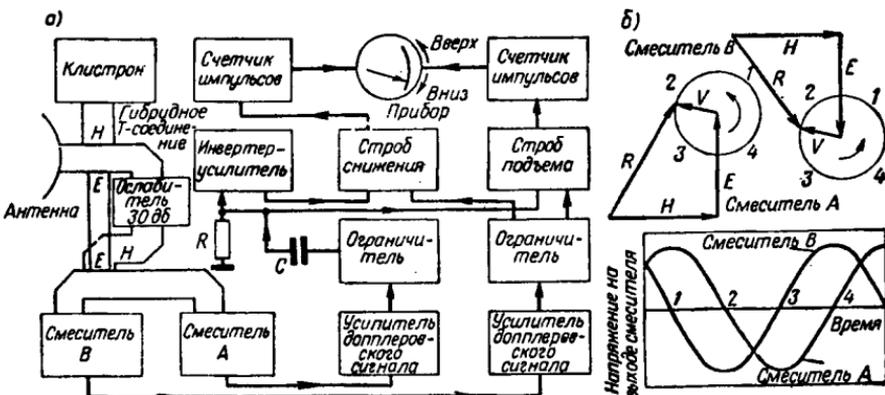


Рис. 25. 16. Допплеровский измеритель скорости подьема:

а — схема; б — разность фаз между входными сигналами в смесителях А и В. (См. [219].)

использоваться системы предупреждения столкновений. Был предложен ряд систем пассивной или активной радиолокации [38, 217], но ни одна из них не оказалась экономичной и успешной [353]. Все же вспомогательные обзорные системы оказались полезными [178, 227, 316] для обнаружения возвышений земной поверхности и опасной облачности. Интенсивность отраженных сигналов от областей сильного дождя увеличивается с возрастанием частоты [261], но при этом также возрастает затухание [304] при прохождении радиоволн через дождевую область. На частоте 3,3 Гц необходимые размеры антенн радиолокатора еще практически приемлемы, хотя разрешающая способность невысока; с другой стороны, на частоте 9,5 Гц затухание волн при прохождении через дождевую область с эквивалентом 300 мм·км/час уже достаточно большое. Поэтому оптимальная частота, применяемая для обнаружения штормов, должна находиться [177, 382] около 5,5 Гц.

Метеорологические радиолокационные установки имеются на многих высокоскоростных лайнерах [4, 318, 347, 504]. Антенны этих установок имеют диаграмму направленности с шириной около 7° и частотой сканирования около 15 об/мин; данные могут фиксироваться на индикаторе кругового обзора (360°), либо на индикаторе секторного обзора (80°). Типичный передатчик имеет мощность 75 квт в импульсе длительностью 1,8 мсек при частоте повторения

400 гц; при этом обеспечивается рабочая высота 5000 м при дальностях 30, 80 и 220 км. Между резко очерченными краями отраженных сигналов и штормовыми турбулентными облаками существует корреляционная связь [347], на которой базируется принцип индикации равных отраженных сигналов (изо-эхо); при такой индикации наносятся два контура, один из которых соответствует минимальному различимому сигналу, а другой — сигналам с заданным превышением амплитуды сигналов первого контура. В другом методе [200] на индикаторе вдоль одной координатной оси откладывается информация об амплитуде сигнала после стробирования и усреднения, а по другой — азимут; в этом случае на индикаторе получается профиль усредненной отражающей способности.

### 25.4.3. Комбинированные системы

Полезными навигационными средствами для средних дальностей являются комбинированные системы, которые частично связаны с наземным оборудованием. Для этих целей положение самолета может определяться по пеленгу и дальности до заданной точки и по пеленгам или дальности до двух точек. Во всех случаях в измеряемые данные необходимо вносить соответствующие поправки на атмосферную рефракцию. В системе наведения бомбардировщиков на цель («Обое») [190] на самолете устанавливается ответчик, запрашиваемый импульсами двух наземных станций. При рабочей частоте 3 Гц на дальностях до 450 км достигнута инструментальная точность 15 м. Большую пропускную способность имеет работающая на частоте 9,9 Гц американская навигационная система Микро-Н [273], в которой запросчики имеются на борту каждого самолета.

Точное измерение дальности можно производить методом [319], в котором идентичные передатчики, расположенные на земле и на самолете, модулируются сверхстабильными генераторами. Если первоначально частоты и фазы этих генераторов были одинаковы, то из последующего сравнения фаз определяется временная задержка, по которой можно вычислить дальность. Необходимость в сверхстабильных генераторах отпадает [254, 329, 494], если на самолетах имеется ответчик; в этом случае фаза приходящего ответного модулированного сигнала сравнивается с фазой зондирующего сигнала. По результатам наблюдений на двух наземных станциях определяется пеленг. Инструментальная точность увеличивается при использовании модуляции двумя далеко разнесенными частотами, причем наиболее низкая из них используется для исключения неоднозначности. С помощью модулирующей частоты 491,76 кгц получают данные о наклонной дальности с периодом неоднозначности 330 м, а при частоте модуляции 192,094 гц можно однозначно определять дальность вплоть до 330 км. Неоднозначность при определении угла можно исключить с помощью антенн, разнесенных на расстоянии, кратные целым значениям количества длин волн. Типич-

ные установки измеряют дальность с точностью порядка 0,6 м и углы с точностью 0,4 мрад. При наблюдении движения группы целей могут быть применены системы, использующие информацию о дальности и углах в сочетании с разносом по частоте и по времени [378]. Конечно, при наблюдении движения групп, состоящих, например из 320 целей, темп выборки информации будет низким.

Системы, измеряющие непосредственно полярные координаты самолета [319], позволяют сосредоточить всю работу в одном пункте. В таких системах могут использоваться антенны, имеющие диаграмму направленности карандашного типа, либо в виде тупой кардиоиды, причем информация может получаться как на наземной стан-

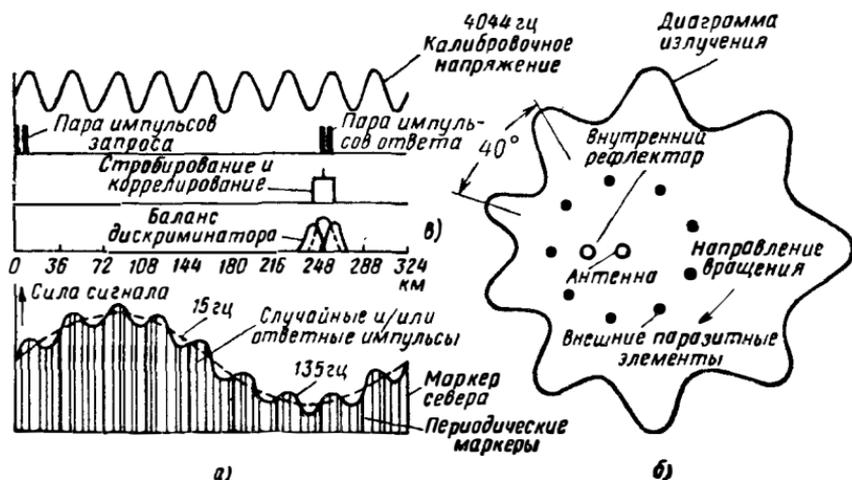


Рис. 25. 17. Радионавигационная система Такан:

а — метод измерения дальности; б — диаграмма направленности радиомаяка; в — сигнал на выходе детектора самолетного приемника. (См. [130].)

ци, так и на борту самолета. В радиолокационной системе с ответчиком Такан [81, 130, 328] используется бортовой запрашивающий передатчик в сочетании с наземным маяком, причем измерение дальности производится обычным способом. Работа производится в диапазоне 1 Гцз, причем возможна работа по 126 частотным каналам; длительность импульсов равна 3,2 мксек, пиковая мощность маяка — около 5 квт. Для защиты от случайных шумовых помех импульсы передаются парами с интервалом в 12 мксек, а в приемниках имеется устройство, которое выделяет посылку именно с таким интервалом. Импульсы ответчика, принятые на борту самолета, отделяются от других импульсов по их временной когерентности с импульсами запроса методом стробирования, иллюстрируемым на рис. 25.17, а. Вращающаяся антенна наземного маяка имеет кардиоидную диаграмму направленности, так что в результате сканирования на выходе самолетного приемника получается синусоидальный сигнал. Для точной информации о пеленге применяется дополнительная

модуляция путем вращения диэлектрического цилиндра с паразитными отражателями, расположенными вокруг центрального излучателя. Как видно из рис. 25.17, б, антенна создает модуляцию с частотой 15 гц за счет собственного вращения и модуляцию 135 гц за счет изрезанности диаграммы направленности, повторяющейся девять раз за один оборот. Как видно из рис. 25.17, в, пеленг измеряется по смещению фазы модулирующей огибающей относительно групп маркерных импульсов и информация о нем поступает к пилоту в виде острого выброса на круговой шкале индикатора; информация о дальности выдается на числовом индикаторе, расположенном в центре круга индикатора пеленга. Система Такан [63, 102, 286] используется для регулирования движения самолетов с земли и воздуха. Измерения [96] показали, что система имеет приемлемую точность: результирующая угловая ошибка составляет около  $0,3^\circ$  и ошибка по дальности — около 135 м.

## 25.5. СИСТЕМЫ ЗАХОДА НА ПОСАДКУ И ПОСАДКИ САМОЛЕТОВ

### 25.5.1. Системы захода на посадку

Перед тем как производить посадку, самолет должен совершить заход на посадку с выходом на участок глиссады и снижением до высоты 50—70 м. Выбор координатной системы [372] для задания положения самолета [234] в окрестности зоны снижения должен определяться процедурой, используемой в условиях низкой облачности и (или) плохой видимости. Такие системы захода на посадку используются как для гражданских [67, 310], так и для военных целей [265] и разделяются на два основных типа [235]: радиолокационные системы точного захода на посадку и системы обеспечения посадки.

Системы точного захода на посадку, первоначально разработанные для военных целей [262], работают на выделенной для этого частоте 9,08 Ггц и имеют два веерообразных антенных луча, один из которых сканирует по азимуту, а другой — по углу места. С помощью наземной установки определяется положение самолета относительно заданной траектории полета, после чего по обычной линии радиосвязи пилоту передаются соответствующие команды. Типичные установки [246, 295] имеют передатчики, генерирующие пиковую мощность 50 квт импульсами длительностью 0,18 мксек с частотой повторения 3, 825 кгц; антенна с раскрывом  $4 \times 0,5$  м формирует луч с сечением  $0,5 \times 4^\circ$ . Электронное сканирование луча может осуществляться путем управления фазовой скоростью в волноводе, питающем решетку дипольных излучателей, но при этом изменяется ширина луча.

Изображенная на рис. 25.18, а портативная система [215] имеет две антенны с механическим сканированием в соответствующей плоскости с частотой 2 гц, причем движение антенн в двух плоскостях сдвинуто между собой по фазе на  $90^\circ$ . Ширина диаграммы направленности равна  $0,8^\circ$ ; и для уменьшения помех от местных предметов

рупор первичного облучателя может переключаться с линейной поляризации на круговую. Данные измерений поступают в вычислительную машину, рассчитывающую траекторию полета, и затем данные траектории передаются на самолет. Из рис. 25.18, б видно, что сектор сканирования по углу места простирается от  $-1^\circ$  до  $+9^\circ$ . Аппаратура располагается по одну сторону взлетно-посадочной полосы, как показано на рис. 25.18, в, и сектор сканирования по

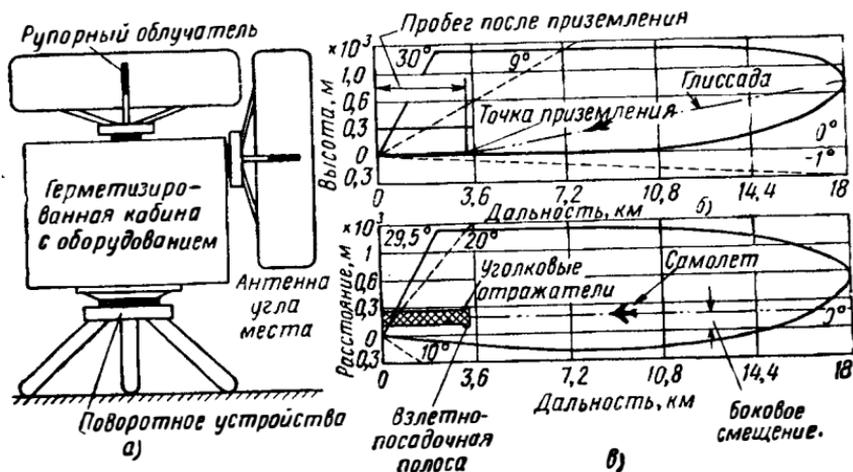


Рис. 25. 18. Радиолокатор точного захода на посадку:

а—установка на взлетно-посадочной полосе; б—сектор сканирования по углу места; в—сектор сканирования по азимуту. (См. [215].)

азимуту простирается относительно направления взлетно-посадочной полосы в одну сторону на  $10^\circ$ , в другую на  $20^\circ$ . Максимальная рабочая дальность равна 16 км при точности приземления в пределах  $\pm 7$  м.

Разработаны самолетные ответчики [372], которые позволили как увеличить дальность действия систем точного захода на посадку, так и улучшить разрешающую способность целей и их опознавание в условиях сильных осадков. Количество управляемых целей можно увеличить с помощью систем, в которых передача команд с земли на борт самолетов производится автоматически [45, 144]. Наряду с этим рассматривались модификации [94] системы, в которых информация поступает непосредственно на самолет. Положение самолета можно определить посредством приема выборок сигналов сканирующего луча, который для определения углового положения должным образом модулируется, и сопоставления угловой информации с данными дальности. В одном из вариантов [44] системы точного захода на посадку на авианосец использовалась антенна, луч которой быстро сканировал в горизонтальном секторе, что давало лишь информацию о дальности и азимуте. Скорость приближения самолета измерялась отдельной доплеровской радиолокационной уста-

новкой, а высота определялась на борту самолета обычным способом.

Системы обеспечения посадки обычно используют при неблагоприятных условиях, когда, например, высота облаков 70 м, а видимость не более 0,7 км; имеется два варианта таких систем: вывода по лучу и вывода по маяку. Траектория снижения по азимуту и углу места определяется соответственно с помощью азимутальной и глассадной антенн. Существенно, чтобы диаграммы направленности по углу места не имели ошибок, обусловленных местоположе-

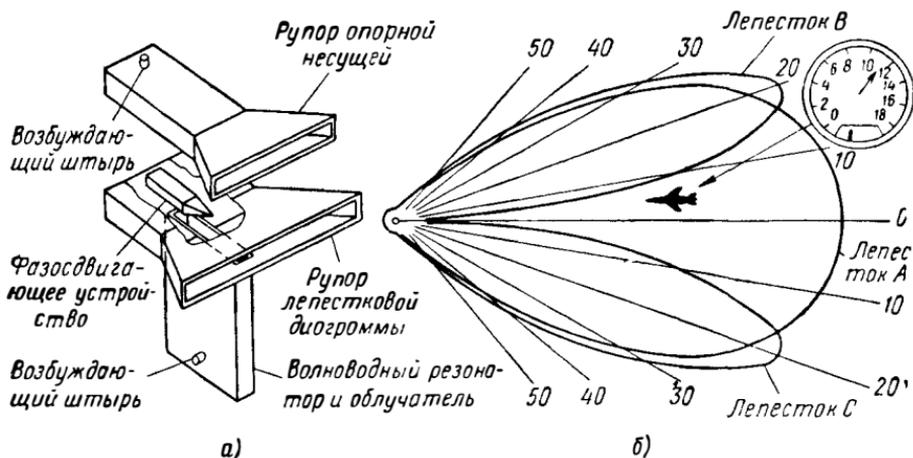


Рис. 25. 19. Система обеспечения посадки по лучу:

а — антенная установка; б — азимутальная диаграмма направленности. (См. [67].)

нием, поэтому, поскольку используются [186] антенные решетки и невыступающие антенны, имеется тенденция [235] применять сверхвысокие частоты. В одной из систем посадки по лучу [156], имеющей передатчик с пиковой мощностью 50 квт, на частоте 9,5 Гц антенна формирует два модулированных веерообразных луча, которые переключаются по азимуту. В угломестной плоскости две диаграммы направленности шириной в  $2^\circ$  пересекаются на уровне 60%, так что с помощью находящегося на борту самолета простого приемника пилот имеет возможность лететь вдоль эквисигнальной линии. Аналогичный метод используется в системе, работающей на частоте 3 Гц, в которой карандашный луч сканирует по конусу, причем частоты повторения в четырех квадрантах выбраны различными.

В типичной системе посадки по маяку, работающей на частотах 208—232 Мгц, передается последовательность импульсов с длительностями соответственно 5 и 12 мксек. Как видно на рис. 25.19, а, два отдельных излучающих рупора формируют диаграммы направленности с требуемыми пересечением и перекрытием. На рис. 25.19, б изображена однолепестковая диаграмма направленности для опорной несущей, а также двухлепестковая диаграмма с противофазными лепестками. Приемная антенна имеет широкую диаграмму направленности, и информация поступает к пилоту в виде

непрерывных показаний отклонения «лево—право» с помощью курсовой стрелки, совмещенной с дальномером. В системе посадки [197], работающей на частоте 1 Гц, используются два стандартных маяка системы Такан, расположенных около взлетно-посадочной полосы. Эти два маяка, один из которых используется для вывода самолета по азимуту, а другой — для определения кривой снижения, попеременно стробируются с низкой частотой. Антенна азимутального маяка, располагаемого около дальнего конца взлетно-посадочной полосы, представляет собой параболюид с раскрывом в горизонтальной плоскости около 2 м, а в маяке для определения кривой снижения используется соответствующим образом сфазированная 11-элементная антенная решетка, которая располагается на другом конце полосы, где происходит приземление. На самолете к приемнику Такан добавляется соответствующая приставка.

### 25.5.2. Инструментальная посадка

При инструментальной посадке [372] пилот самолета полностью полагается на информацию, даваемую вспомогательными системами, вплоть до точки приземления и даже после приземления. В отсутствие непосредственной видимости имеется возможность [165, 483] создать в кабине пилота телерадиолокационную картину внешней обстановки настолько подробно, чтобы можно было выполнить маневр приземления вручную. Однако при этом требуются такие скорость сканирования и разрешающая способность, которые можно достигнуть лишь в диапазоне миллиметровых волн [175]. Обеспечение каждого самолета сложным оборудованием представляло бы весьма сложную задачу, даже при использовании более простой системы [150], основанной на совмещении изображений системы маяков на взлетно-посадочной полосе с искусственной опорной сеткой.

Обычно для инструментальной посадки [25, 152] используются системы, в том числе и радиолокационные, которые обеспечивают получение необходимой информации, передаваемой в автоматической системе в автопилот самолета. Скорость снижения, которая при визуальной посадке обычно составляет 4 м/сек, в таком случае должна быть уменьшена до величины менее 1,3 м/сек в точке приземления. Этот постепенный маневр может быть выполнен различными путями [216], но обычно используется экспоненциальная кривая снижения, описываемая выражением

$$\theta_p \simeq [h + \tau (dh/dt)], \quad (25.13)$$

где  $\theta_p$  — требуемый угол снижения самолета;  $h$  — высота самолета над взлетно-посадочной полосой [67].

При постоянной времени  $\tau = 5$  сек выравнивание самолета перед посадкой начинается приблизительно на высоте 18 м.

В одной современной системе инструментальной посадки [67, 68, 394, 457] используется радиоальтиметр в сочетании с двумя магнитными направляющими кабелями, расположенными по обе стороны взлетно-посадочной полосы, по которым осуществляется наведение по азимуту. Наведение по углу места осуществляется: до высоты 50 м с помощью системы вывода на посадку, на высотах от 50 до 20 м с помощью автопилота и на высотах от 20 м до приземления с помощью радиоальтиметра. Радиоальтиметр используется лишь ниже 20 м, когда самолет находится над последним участком подлета к взлетно-посадочной полосе. Поправка на снос вводится на высоте 7 м, так что автопилот может направить самолет вдоль взлетно-посадочной полосы. Согласно уравнению (25.13) необходимо, чтобы радиоальтиметр измерял как высоту, так и скорость ее изменения. Ввиду малых высот здесь наиболее целесообразно применение радиоальтиметра с частотной модуляцией. Один из образцов такого альтиметра [61], предназначенный специально для посадки самолетов, работающий на частоте 4,2 Гц, дает непрерывные данные с постоянной времени меньше 0,1 сек.

В разрабатываемой [94] новой посадочной установке наземным устройством на частоте 9,5 Гц формируются сканирующие антенные лучи, которые образуют сеть отсчета в пространстве. Для получения высокой точности измерения на малых высотах используется луч шириной  $0,5^\circ$ , имеющий в центре очень резкий провал до нуля. Такая диаграмма направленности может быть сформирована с помощью рупора с двойным возбуждением, как показано на рис. 25.19. Достоинством такой системы является то, что положение нуля и крутизна провала в диаграмме направленности сохраняются даже на малых дальностях в пределах зоны Френеля [170]. Обзор производится лишь при движении диаграммы направленности вниз, поэтому в момент приема импульса на борту самолета отражения от земли отсутствуют. Дальность измеряется путем запроса самолетом наземной станции сразу после получения угловой информации.

Для посадки самолетов, базирующихся на авианосце [44], применяются системы с карандашным антенным лучом, сканирующим по конусу. Информация о положении самолета передается с радиолокационной установки в вычислительную машину, вырабатывающую команды управления, которые по радиолинии передаются в автопилот самолета. Пиковая мощность передатчика равна 20 квт, частота 35 Гц, ширина луча  $0,7^\circ$ , поляризация круговая. Максимальные угловые ошибки не превосходят  $\pm 0,2$  мрад, а ошибки по дальности не более  $\pm 3,3$  м при дальностях до 500 м. По результатам большого числа выполненных посадок найдено, что продольная дисперсия составляет  $\pm 6$  м. Максимальная рабочая дальность при сильных осадках 10 мм/час равна 6,5 км. Высокая рабочая частота и узкая диаграмма направленности обеспечивают независимость работы от свойств земной поверхности, что позволяет использовать радиолокатор и для посадки самолета на аэродром.

## 25.6. ОБНАРУЖЕНИЕ ЦЕЛЕЙ НА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ И НАБЛЮДЕНИЕ ЗА ИХ ДВИЖЕНИЕМ

### 25.6.1. Наблюдение за целями на земной поверхности

Радиолокационные системы, обладающие высокой разрешающей способностью по углам и дальности, позволяют получать достаточно подробную картину окружающей местности. Типичным случаем такого использования радиолокатора является установка для наблюдения за аэродромом, рассчитанная на получение картины расположения самолетов и автомашин на взлетных дорожках и подъездных полосах с точностью, достаточной для управления движением. Чтобы избежать влияния отражений от земли и близких строений, антенна обычно располагается на верху вышки управления.

Типичная система [307, 369] такого рода, работающая на частоте 24 Гц, имеет следующие параметры: длительность импульса 20 нсек; частота повторения 14,4 кГц; частота сканирования 60 об/мин; размеры антенной апертуры: ширина 4 м, высота 1,3 м, что обеспечивает ширину луча в азимутальной плоскости 0,25°. При работе [70, 299, 344] на более высокой частоте 35 Гц такую же угловую разрешающую способность можно получить с помощью антенн меньших размеров. Системы наблюдения за земной поверхностью позволяют отчетливо видеть на взлетных полосах самолеты с подробностями, достаточными для определения их формы и размера. Киносъемка радиоизображения позволяет [350] определять скорость и ускорение самолета при взлете и посадке с целью исследования движения самолетов.

Автоматическое управление движением автомобилей можно осуществить [71] с помощью наведения по радиолучу, направленному вдоль шоссе, причем в случае одного луча он проходит над серединой шоссе, а в случае, когда для надежности используются два луча, они проходят по обеим сторонам шоссе. Для линии управления с пассивной локацией используются либо распределенные рассеиватели, такие, как гладкая или гофрированная металлическая фольга, покрашенные металлизированной краской или пропитанные проводящим материалом поверхности, либо такие дискретные рассеиватели, как миниатюрные уголковые отражатели или металлизированные гофры, слегка углубленные и немного выступающие над поверхностью. Для опознавания различных шоссе нетрудно использовать простой код. На автомобиле имеется импульсная радиолокационная система наведения с неподвижной антенной с диаграммой направленности в плоскости угла места  $\cos^2$ . В азимутальной плоскости два рупора возбуждаются волной с фазовой синусоидальной модуляцией, в результате чего получается один луч, который сканирует вправо и влево относительно осевой линии. Отраженный сигнал преобразуется так, чтобы получить напряжение рассогласования, которое может быть использовано для индикации направле-

ния или для управления. Рабочие частоты могут выбираться в диапазоне от 9,5 до 35 Гц. На частоте, соответствующей верхней границе этого диапазона, для получения луча шириной  $5^\circ$  необходима антенная апертура размером 15 см; пиковая мощность должна равняться 345 вт при длительности импульса 0,02 мксек и частоте повторения 1000 гц. Ошибка наведения при скосах, доходящих до 140 км/час, не должна превосходить  $\pm 7$  см. Другим примером применения радиолокаторов на шоссежных дорогах [383] является система, работающая на частоте 2,5 или 10,5 Гц, которая установлена таким образом, что луч направлен вертикально вниз на полотно дороги. Таким способом можно подсчитывать число проходящих автомобилей, после чего информация передается по радиолинии в вычислительную машину, управляющую движением.

Достаточно хорошая точность, обеспечиваемая радиолокационными системами при измерении высоты и дальности, позволяет применять их для триангуляции при топографической съемке территории. На больших территориях точность радиолокационных методов становится лучше точности тригонометрической съемки, при чем трудоемкость расчетов основы триангуляции может оказаться меньше, чем при обычных методах. Для дальностей, не превосходящих 160 км, измерительная установка может располагаться на земле. Для идентификации целей и получения более сильных отраженных сигналов применяются уголкового отражатели или маяки с калиброванными временами задержки [160, 405]. Передвижная установка [156] на частоте 3 Гц, имеющая антенну размером 1,3 м, весит 80 кг и потребляет 1,5 квт; ошибка в измерении дальности не превосходит  $\pm 3,3$  м. Для увеличения дальности визирования в качестве объекта наблюдения следует использовать самолет. Была проведена [159, 190] экспериментальная съемка на частоте 3 Гц с помощью навигационной системы, состоящей из двух наземных станций и самолета с маяком-ответчиком и камерой для фотографирования земной поверхности. Для сопоставления аэрофотоснимков с отсчетами наземных станций на самолете и на наземных станциях производится фотографирование изображений и синхронизированных часов.

Метод обеспечивает совпадение по дальности с точностью  $\pm 3$  м. Такой метод воздушной аэросъемки связан с точным измерением высоты. Специально для этой цели разработаны радиоальтиметры, работающие на миллиметровых волнах [175], с острыми карандашными диаграммами направленности, позволяющими измерять высоту отдельных участков земной поверхности [191].

Одним из применений радиолокаторов с высокой разрешающей способностью на поле боя [212, 425, 440, 441] является обнаружение вражеских минометных позиций. Изображенная на рис. 25.20, а установка [377], работающая в импульсном режиме на частоте 16 Гц, имеет два антенных луча карандашной формы, разнесенных в вертикальной плоскости на  $2^\circ$ . Двухлучевой сканер Фостера вращается со скоростью 1000 об/мин, при этом энергия передается в течение каждого оборота то по одному лучу, то по другому. Для подавления

помех от дождя применяется круговая поляризация, которая достигается с помощью расположенного перед раскрытыми рупорами поляризационного фильтра в виде пластин с наклоном  $45^\circ$ . Полный сектор сканирования по азимуту, как показано на рис. 25.20, б, равен  $20^\circ$ ; азимут цели определяется по углу поворота ротора. Снаряд, пересекающий плоскости сканирования обеих лучей, дает

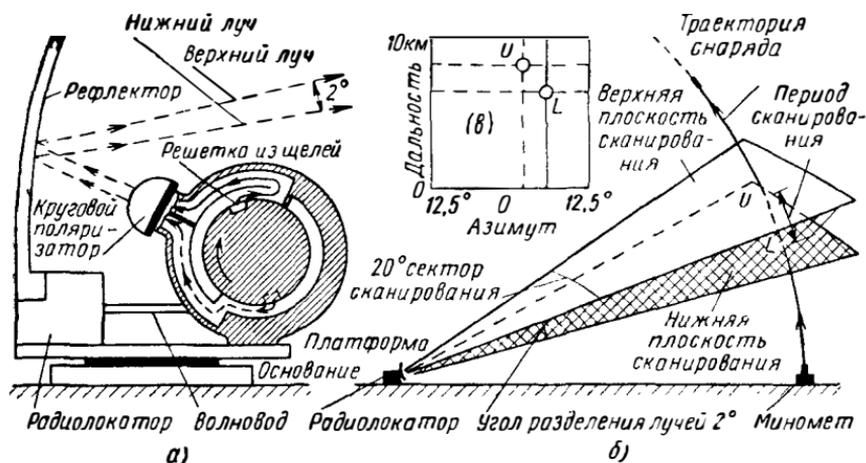


Рис. 25. 20. Радиолокатор для обнаружения минометов:

а — радиолокатор с двухлучевым сканером Фостера; б — общая схема; в — индикатор с отраженными сигналами и стробами. (См. [377].)

на индикаторе (дальность/азимут) два отраженных сигнала, показанных на рис. 25.20, в. Две пары электронных линейных стробов перемещаются до тех пор, пока обе цели не окажутся на их пересечениях. Получаемые таким образом данные дальности, азимута и угла места двух точек траектории передаются в аналоговом виде в вычислительное устройство, которое методом экстраполяции определяет точку пересечения траекторией земной поверхности и, следовательно, местоположение миномета. Максимальная дальность действия установки 10 км, точность около  $\pm 50$  м.

### 25.6.2. Измерение скорости

Допплеровские радиолокационные устройства используются для измерения скорости самолетов, искусственных спутников и снарядов [205]. Поскольку электромагнитные волны отражаются от человека [296], то радиолокационные устройства могут применяться в качестве средства, сигнализирующего о входе в запретную зону; любое движение в зоне наблюдения вызывает звуковой сигнал доп-

плеровских биений. Аналогичные устройства применяются на железнодорожных сортировочных станциях при формировании больших товарных составов [59]. Сортируемые вагоны поднимаются на сортировочную горку и свободно скатываются с нее. При этом измеряется их скорость и вычисляется степень торможения, необходимая для того, чтобы вагоны прибыли в предназначенное место.

Методы доплеровской радиолокации [221] позволяют измерять скорость автомобилей до 160 км/час с ошибкой 1,6 км/час [39]. Обычно для приема и передачи используется общая антенна с шириной диаграммы направленности по азимуту 3—5°. В передатчике применяются маломощные лампы, энергия которых через ответвление используется также в качестве местного гетеродина. В одном из экспериментальных измерителей скорости [88, 89], работающем на частоте 9,5 Гц, гибридное кольцо использовалось как переключатель прием-передача; помехи от медленно движущихся автомобилей устранялись по видеочастоте с помощью фильтра верхних частот. Установка показывала скорость автомобиля, дающего наиболее сильный сигнал, причем наблюдались некоторые помехи, когда уровень сигнала от другого автомобиля достигал приблизительно 70% измеряемого. Чувствительность обеспечивала дальность действия по автомобилям средних размеров свыше 300 м.

В одном коммерческом измерителе скорости [393], работающем на частоте 9 Гц, используется линейная антенная решетка, которая дает возможность различать отдельные автомобили и при надобности сопровождать их. Луч антенны смещается так, что, когда сама антенна перпендикулярна к шоссе, радиоволны излучаются под требуемым углом 20° к направлению движения. Другая установка [9] отличается своей компактностью; здесь используется триодный передатчик с выходной мощностью 0,2 вт; лампа снабжена объемным резонатором, обеспечивающим на несущей частоте 2,5 Гц точность настройки  $\pm 1$  Мц. Антенна представляет собой решетку из 8 диполей; скорость автомобиля можно считывать с индикатора или непрерывно записывать на диаграмму.

На базе доплеровской аппаратуры строятся также радиолокационные установки, предупреждающие столкновения автомобилей [53, 397]. В качестве передатчика берется, например, отражательный клистрон, работающий на частоте 16 Гц. Одиноканальная антенна с размером раскрытия 25 см формирует неподвижный направленный вперед луч, достаточно узкий для разрешения прилегающего участка движения. Сигналы, отраженные от находящихся впереди автомобилей или препятствий, обнаруживаются радиолокатором и поступают в вычислительную машину. Вычисленные значения относительной скорости и расстояния сравниваются с заданными значениями, обеспечивающими безопасность. Установка предупреждает о находящихся впереди объектах на расстояниях до 350 м; тон предупреждающего сигнала повышается при возрастании скорости сближения и при опасной близости.

## 25.7. СИСТЕМЫ НАВЕДЕНИЯ И СЛЕЖЕНИЯ

### 25.7.1. Автоматическое сопровождение

Наведение и слежение с помощью радиолокационных установок можно рассмотреть на типичном примере запуска снаряда, который либо наводится на заданную цель, либо выводится на заданную орбиту. Запускаемые снаряды могут быть самыми различными, начиная от простого снаряда до наводимой ракеты. Задача слежения, реализация которой может быть весьма разнообразной в зависимо-

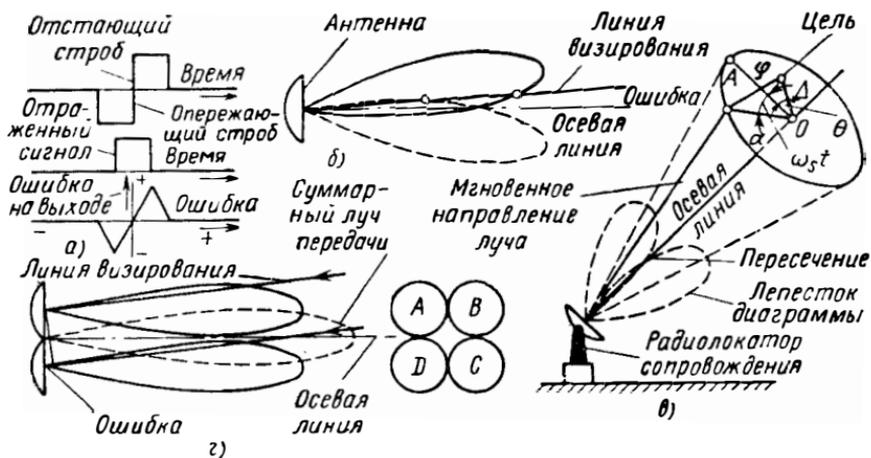


Рис. 25. 21. Методы автоматического сопровождения:

а — сопровождение по дальности; б — переключение лепестков диаграммы направленно-ности; в — коническое сканирование; г — система лепестков для моноимпульсной работы в двух угловых плоскостях.

сти от расположения и характера движения объектов, обычно связана с задачей поиска и окончательного сопровождения цели и в некоторых случаях снаряда. Остронаправленные антенные диаграммы, которые можно получить на сверхвысоких частотах, позволяют осуществить спиральное или линейное сканирование. Поиск по дальности производится с помощью соответствующего стробирования приемника; таким образом можно осуществить обзор заданной области пространства. Для получения высокой точности, особенно в случае, когда цель может уклоняться, важно, чтобы при слежении производилась автоматическая [411, 464] непрерывная индикация дальности и углового положения, а также их производных.

Для измерения дальности до цели необходим временной дискриминатор [363], определяющий сдвиг между отраженным и стробирующим импульсами. В балансном дискриминаторе согласно рис. 25.21, а два прилегающих строб-импульса предназначены для выделения токов противоположного направления, которые пропорциональны площади перекрытия с отраженным сигналом. Разность

этих токов определяет величину и знак отклонения, т. е. ошибку, и эту величину можно использовать для перемещения стробирующих импульсов. Таким образом, обеспечивается непрерывное сопровождение по дальности; аналогично с помощью некоторого усложнения схемы можно получить производную дальности. Такая схема измерения дальности является примером контура автоматического регулирования; наличие шумовых помех приводит к ошибкам регулирования [47].

Для определения углового положения цели используется направленность излучения антенны. Для улучшения точности измерения и получения сигнала ошибки используется сравнение принятых сигналов; сравниваться могут последовательности импульсов, принимаемых при каждом качании луча [202], но чаще сравниваются импульсы, принимаемые двумя или более антеннами с несовпадающими диаграммами направленности. В методе последовательного облучения, проиллюстрированном на рис. 25.21, б, используется отклонение луча [55]; диаграмма направленности последовательно переключается в два взаимно симметричных положения относительно центральной линии. Смещенная с центральной линии цель даст различные сигналы, с помощью которых можно определить величину и знак смещения. Для определения углов в пространстве необходимо коммутировать две пары лучей. Обычно при таком двухплоскостном методе последовательного облучения используется коническое сканирование [75, 290], показанное на рис. 25.21, в; при этом слегка смещенный от центральной линии антенный луч быстро вращается. Если  $\varphi$  — линейное угловое смещение цели от оси луча (линия  $OA$ ), а  $\omega_s$  — угловая частота сканирования, то

$$\varphi = [\Delta^2 + \alpha^2]^{1/2} - 2\alpha \Delta \cos(\omega_s t + \theta) \approx \alpha [1 - (\Delta/\alpha) \cos(\omega_s t + \theta)], \quad (25.14)$$

поскольку  $\Delta/\alpha$  при сопровождении мало. Принимаемый сигнал можно записать в виде

$$E = E' (1 - B\varphi), \quad (25.15)$$

где постоянные  $E'$  и  $B$  зависят соответственно от среднего уровня сигнала и формы луча. Из уравнений (25.14) и (25.15) получается,

$$\begin{aligned} E &= E' (1 - B\alpha) + E' B \Delta \cos(\omega_s t + \theta) = \\ &= E_0 \left[ 1 + \frac{E' B}{E' (1 - B\alpha)} \Delta \cos(\omega_s t + \theta) \right], \end{aligned} \quad (25.16)$$

где  $E_0$  — сигнал цели, находящейся на центральной линии (точка  $O$ ). Таким образом отраженный от цели сигнал оказывается промодулированным с частотой сканирования. Глубина модуляции определяет величину отклонения, а фаза — направление отклонения в выбранных координатных осях. Следует отметить, что в перечисленных

различных методах последовательное облучение имеет место при передаче и при приеме, если только не применяются отдельные антенны.

При последовательном облучении можно достичь углового разрешения порядка одной десятой ширины луча, однако оно может существенно снизиться из-за флуктуаций угловых данных [43, 105], обусловленных не только тепловыми шумами [49], то также быстрым федингом и мерцанием [97] сигнала цели. Некоторые из этих недостатков устраняются путем одновременного облучения, при котором измерение угла производится мгновенно и непрерывно; в этом случае не должно быть ошибок из-за флуктуации цели, поскольку измеряются лишь относительные амплитуды [104]. При таком методе статического расщепления в антенне используется многоканальный облучатель, с помощью которого формируются два или более близко расположенных лепестка диаграммы направленности. В этом методе могут сравниваться [332] амплитуды и фазы и в общем случае требуется два приемных канала. Угол измеряется в приемном канале, поэтому передача может производиться обычными методами. Метод статического расщепления применительно к импульсным радиолокаторам известен под названием моноимпульсного метода [77, 271, 495, 500, 515]. Мгновенные значения дальности и углового пеленга получаются путем измерений с помощью одного импульса; например, координаты двух или более целей могут определяться по отдельности, если они не находятся в пределах радиальной дальности одного импульса.

В одноплоскостной системе с амплитудным сравнением [312] используются два смещенных луча. Установка работает в импульсном режиме, причем применение линий задержки на входе и выходе позволяет обойтись одним одноканальным приемником. Достоинство такого метода разнеса по времени состоит в том, что усиление и фазовый сдвиг обоих сигналов одинаковы в большом динамическом диапазоне. В двухплоскостной системе с фазовым сравнением [27], работающей на частоте 9,5 Гц, используются четыре парабола диаметром 40 см. Сравнение фаз производится на промежуточной частоте после стробирования по дальности. В изображенной на рис. 25.21 двухплоскостной системе используются сигналы от четырех лучей с амплитудами  $A$ ,  $B$ ,  $C$  и  $D$ , и работа производится по суммарно-разностному методу [271]. Как при амплитудном, так и при фазовом сравнении сигналов их разность будет нечетной функцией относительно осевого направления, а сумма будет четной функцией. Поэтому азимутальная угловая ошибка будет равна  $(A + D) - (B + C)$ , а ошибка по углу места будет равна  $(A + B) - (C + D)$ ; передаваемый сигнал, который симметричен относительно оси, будет равен  $(A + B + C + D)$ . Если, например, по азимуту используется фазовое сравнение, а по углу места — амплитудное, то достаточно лишь двух смещенных антенных лучей. В типичной суммарно-разностной системе [253] угловая информация получается путем амплитудного сравнения. Для передачи и приема

используется общая антенна. Передатчик соединяется с суммарным каналом через переключатель прием — передача, а принимаемые суммарный и разностный сигналы формируются в гибридном мосте. Среди усовершенствований моноимпульсных систем следует отметить: двенадцатирупорный антенный облучатель [485], независимую оптимизацию суммарного и разностного каналов [486], исследование фазированных антенных решеток [509] и подавление помех от местных предметов [493].

Как при последовательном, так и при одновременном облучении сигналы угловых рассогласований можно подать на соответствующие следящие системы [187], управляющие приводами антенны по углу места и азимуту, и таким образом цель может сопровождаться по углам. Привод может представлять собой сложное устройство [364], включающее реверсивный мотор с расщепленным полем<sup>1</sup> и тахометрический генератор. Момент и направление вращения мотора определяются токами в обмотках возбуждения, которые обусловлены напряжением рассогласования. Выходное напряжение тахометрического генератора, которое пропорционально угловой скорости, подается с обратным знаком на вход. Такая обратная связь по скорости характеризуется тем, что при пропадании сигналов из-за фединга привод продолжает вращаться с постоянной скоростью. Источники ошибок радиолокатора можно исследовать [12] как теоретически, так и экспериментально; ошибки можно разложить на составляющие и для заданных условий сопровождения оценить их амплитуды и фазы.

### 25.7.2. Управление запуском

С помощью радиолокатора можно осуществлять запуск [373] снарядов на заданные курсы с высокой точностью при отсутствии видимости. Ввиду необходимости применять небольшие быстро сканирующие антенны [331] и обеспечения способности различать несколько возможных целей обычно для запуска используются СВЧ радиолокаторы. Для того, чтобы, например, навести орудие для поражения движущейся цели [35, 55], необходимо вычислить относительное положение цели в конце интервала времени, необходимого для производства выстрела и полета снаряда к цели. Этот расчет выполняется прибором управления огнем, на вход которого подается последовательность значений координат цели, определяемых радиолокатором в течение достаточно длительного периода. В случае управляемых ракет задача управления запуском несколько облегчается, но все же желательно производить запуск приблизительно в направлении курса перехвата. В этом случае снижаются требования к аппаратуре наведения ракеты по компенсации ошибок запуска до пределов, обусловленных ошибками определения координат це-

<sup>1</sup> Т. е. с расщепленной серийной обмоткой (с двумя выводами для реверсирования). (Прим. ред.)

ли и угловой зоны действия, и, таким образом, последующие маневры ракеты будут менее резкими.

Для стрельбы из наземных и корабельных орудий по целям на земной поверхности необходима лишь информация дальности и азимута; в корабельных условиях антенная система может размещаться на стабилизированной платформе, расположенной на башне управления огнем. Для некоторых корабельных установок [75, 337] сопровождения цели вполне пригодны системы с быстрым переключением лепестка диаграммы направленности. Например, при использовании 7-метровой решетки из полуволновых диполей, работающей на частоте 600 *Мгц*, угловая ошибка составляла  $\pm 1$  *мрад*. В системе с мощностью 500 *квт*, работающей на частоте 3 *Гц*, во избежание трудностей с переключением были использованы отдельные антенны для передачи и приема. Цилиндрические усеченные антенны имели апертуру размером  $4 \times 0,4$  *м*, что соответствовало ширине луча  $1,6^\circ$  по азимуту  $16^\circ$  по углу места. Переключение луча производилось лишь в приемной антенне.

Радиолокационное управление зенитным огнем широко используется как в сухопутных войсках [18, 83], так и в морском флоте [75]. Для сопровождения обычно применяется коническое сканирование; провалы из-за федингов могут исключаться путем сглаживания фильтрами нижних частот, при этом необходимо следить, чтобы не было чрезмерных временных задержек. На малых дальностях угловое положение цели изменяется значительно быстрее, чем на больших. Поэтому ошибки сопровождения можно существенно уменьшить [398], если в радиолокационном приемнике информация о цели преобразуется в декартовы координаты, сглаживается и затем преобразуется снова в полярные координаты. В типичной установке, работающей на частоте 3 *Гц*, каждая из отдельных антенн формирует луч шириной  $8^\circ$ . Коническое сканирование производится лишь лучом приемной антенны; угол от точки пересечения до максимума диаграммы составляет  $2,7^\circ$ . При пиковой мощности 400 *квт* точное сопровождение может производиться на дальностях до 30 *км*. В системе с меньшей дальностью действия, работающей на частоте 9,5 *Гц*, для передачи и приема используется общий параболаид диаметром 65 *см*. Ширина луча равна  $4^\circ$ ; коническое сканирование осуществляется путем вращения рефлектора, который наклонен на  $1,25^\circ$  относительно оси вращения.

На борту высокоскоростных самолетов устанавливаются радиолокаторы перехвата, которые позволяют производить поиск других самолетов и сопровождать их [325]. Поскольку дальность таких систем невелика, то наземная радиолокационная система должна выдавать приближенное относительное положение цели. В одной из практически систем [23] сопровождение производится лишь по дальности, а информация поступает на вычислительный прибор для ручной наводки пушки. Обычно в качестве антенны используется решетка с продольным излучением, которая связана с пушкой. В более сложных системах возможен поиск в передней сфере самолета

и сопровождение цели по дальности и углам. С помощью сканирования, например конического, можно получать информацию для запуска атакующего снаряда при отсутствии видимости.

Системы перехвата могут принимать мешающие отражения от земли с максимальной дальностью, примерно в 10 раз превышающей максимальную дальность действия по цели; эти отражения могут быть уменьшены путем использования узких антенных лучей и коротких импульсов. Для нормального обнаружения цели необходимо, чтобы при каждом обзоре по азимуту от цели приходило около 10 импульсов. Можно рассматривать, что телесный угол поиска разделен на малые элементы. Полагая коэффициент перекрытия луча при сканировании по азимуту и углу места равным 2, находим, что на телесный угол  $\Omega_b$  приходится 10 импульсов. Если производится обзор одной десятой полусферы, то период повторения обзора будет равен

$$T_d = \frac{4\pi}{f_p \Omega_b}. \quad (25.17)$$

Если считать, что 20% времени между импульсами не используется, то

$$f_p = \frac{0,4 c}{R_{\max}}. \quad (25.18)$$

Из уравнения (25.17) и (25.18) получается

$$T_d = \frac{10\pi R_{\max}}{c\Omega_b}. \quad (25.19)$$

Полагая  $\Omega_b = \frac{\lambda^2}{A}$  и используя уравнение (25.3) для исключения  $A$ , получим

$$R_{\max} = \left( \frac{P_T \sigma c^2 \lambda^2 T_d^2}{4\pi^3 10^2 P_{\min}} \right)^{1/6}. \quad (25.20)$$

Если длительность импульса равна 0,5 мксек, ширина полосы приемника такова, что  $P_{\min} = 10^{-12}$  вт,  $T_d = 2$  сек,  $\sigma = 10$  м<sup>2</sup>,  $P_T = 10^5$  вт,  $\lambda = 0,032$  м, то максимальная дальность действия будет равна приблизительно 50 км. Из уравнения (25.18)  $f_p$  получается равной около 2000 гц, а из уравнения (25.17) карандашный луч антенны должен иметь ширину около 3,2°, для чего необходим раскрыв антенны размером 65 см. В действительности на частоте 9,5 Гцц обычно используются [23, 87] антенны с раскрывом 45 см, а на частоте 3 Гцц около 75 см. Если исходить из этих размеров антенны, то из приведенных выше уравнений можно найти значения остальных параметров; при другом подходе можно полагать заданной скважность передатчика.

### 25.7.3. Наведение ракет

Системы наведения ракет [66, 218] разделяются на командные, в которых управляющая информация передается на ракету из внеш-

него пункта, и системы самонаведения, в которых относительное положение цели определяется на ракете. Изменение направления полета может производиться, например с помощью четырех независимых управляемых рулей в случае крылатых ракет или реактивной силой в случае баллистических ракет [387]. Радиолокационное сопровождение облегчается, если возможно получить отраженный сигнал от установленных на ракетах уголкового отражателя или ответчиков. В последнем случае, если уменьшение точности по дальности недопустимо, разброс времени задержки не должен превышать 6 нсек [72].

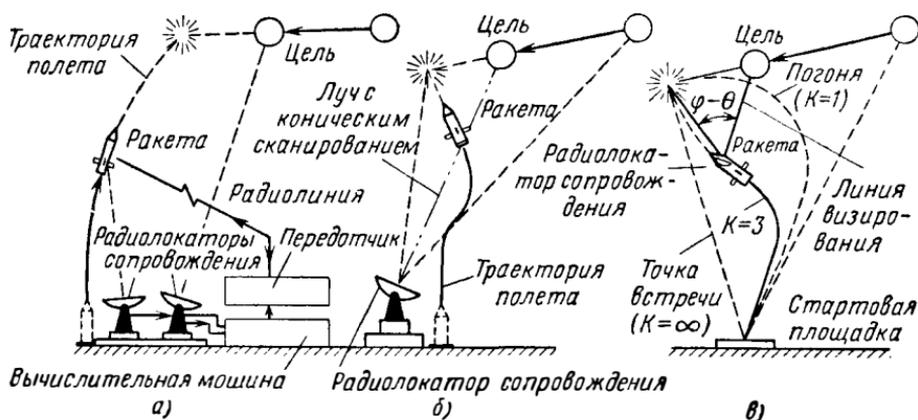


Рис. 25. 22. Радиолокационное наведение и управление ракетами: а — управление по радиолинии; б — наведение по радиолучу; в — активное самонаведение методом пропорционального наведения. (См. [66].)

В аппаратуру ответчика на ракете [153], работающего на частоте 3—6 Гц, входят шифраторы для опознавания, система приема команд и телеметрические блоки. Антенна ответчика должна иметь всенаправленную диаграмму; на частотах 3—10 Гц можно использовать [11] антенные решетки, содержащие от 3 до 12 синфазных элементов, равноудаленных по периметру ракеты, с поляризацией, параллельной ее оси. Для ответчиков на борту ракеты также используются антенные щелевые решетки, которые могут давать круговую поляризацию [361], небольшие излучающие диполи из ферритов [162] и некоторые субминиатюрные конструкции.

При наведении по команде с помощью радиолинии используются [66] две радиолокационные установки с автоматическим слежением, которые соответственно определяют положение ракеты и цели, как показано на рис. 25.22, а. По этим данным вычислительная машина определяет относительное положение цели и ракеты и вырабатывает команды управления, которые передаются на ракету по радиолинии. Типичная система автоматического сопровождения [308] измеряет дальность, как описано в разд. 25.4.3, путем передачи несущей с опорной модуляцией и измерения фазы отраженного сигнала. Про-

изводится как грубое, так и точное определение дальности; на ракете имеется когерентный ответчик. Измерение дальности производится тремя приемными станциями, расположенными в трех различных фиксированных пунктах, что позволяет вычислить пространственные координаты ракеты. Основным недостатком такого метода наведения по командам является то, что при запуске нескольких ракет необходимо во столько же раз увеличивать основной состав наземной аппаратуры, а также то, что при увеличении дальности точность наведения уменьшается.

При наведении по радиолучу [410] на ракете с хвостовой стороны установлена антенна, которая принимает сигнал, посылаемый по лучу радиолокатора сопровождения цели с коническим сканированием, как показано на рис. 25.22, б. При отклонении ракеты от курса этот сигнал будет модулироваться согласно уравнению (25.16); луч несет также дополнительную кодированную модуляцию, которая определяет фазу сканирования. В одном случае [218] по периметру цилиндрической ракеты через промежутки в  $90^\circ$  были установлены четыре антенных элемента. При любом отклонении ракеты в этих антенных элементах возникают неодинаковые сигналы, что позволяет измерить ошибки по азимуту и углу места. Эти данные в сочетании с приближенными данными о дальности ракеты используются после преобразования к декартовым координатам для выработки необходимых команд, которые управляют рулями. Для компенсации ошибок, обусловленных сдвигом луча и возможным параллаксом, имеется наземное вычислительное устройство. Обычно угол сканирования луча равен приблизительно  $3^\circ$ , хотя иногда [401] на начальной стадии запуска для облегчения захвата ракеты может использоваться более широкая диаграмма направленности порядка  $40^\circ$ , излучаемая на несколько отличающейся частоте.

При возрастании дальности вследствие увеличения линейных размеров луча линия визирования, на которой находится наводимая ракета, становится менее точной; кроме того, возникают проблемы учета атмосферной рефракции, работы при малых углах места, угловых возмущений и сглаживания.

Ракета с самонаведением имеет радиопрозрачную носовую облочку или обтекатель, внутри которого помещается небольшая параболическая антенна и радиолокационная установка для автоматического сопровождения, которая принимает сигналы, отраженные от цели. При активном самонаведении, как показано на рис. 25.22, в, радиолокационный передатчик и приемник находятся на ракете, и поскольку на борту ракеты габариты и вес аппаратуры ограничены, а также ограничен размер апертуры антенны, то максимальная дальность действия системы оказывается небольшой. При полуактивном самонаведении цель облучается наземным передатчиком, расположенным, например, на стартовой площадке, с которой производился запуск. В этом случае мощность передатчика и размеры антенны могут быть достаточно большими, что приводит к существенному уве-

личною дальности действия. Системы обоих типов могут работать как в режиме непрерывного излучения, так и в импульсном режиме [51]. Головка самонаведения устанавливает линию визирования на цель не относительно какой-либо оси, связанной с ракетой, а относительно пространственного фиксированного начала отсчета угла. Для этого необходима гироскопическая стабилизация антенны; в этом случае сигналы рассогласования, поступающие с радиолокационного приемника, будут вызывать прецессию гироскопа. Так как скорость прецессии пропорциональна приложенному сигналу, то этот сигнал служит мерой скорости поворота линии визирования и может быть использован для управления.

В процессе самонаведения ракета сближается с целью по траектории пропорционального сближения [373], для которой возможен ряд вариантов. Траектория ракеты может быть описана уравнением

$$\frac{d\varphi}{dt} = K \frac{d\theta}{dt}, \quad (25.21)$$

где  $\varphi$  — угол направления движения ракеты;

$\theta$  — угол линии визирования, причем оба угла отсчитываются относительно одной и той же пространственной оси;

$K$  — постоянная наведения.

Если  $K=1$ , то скорость поворота направления движения ракеты будет равна скорости поворота линии визирования и в результате получается обычная кривая погони; такое условие обычно приводит к большим поперечным ускорениям в конце траектории. Если  $K = \infty$ , то ракета движется по траектории с постоянным пеленгом, угол упреждения ( $\varphi - \theta$ ) постоянен и угловая скорость поворота линии визирования равна нулю; в этом случае ракета движется по прямолинейному пути, но требуется большое поперечное ускорение при запуске. Практически значение  $K$  находится между 3 и 10, так что ракета летит, как показано на рис. 25.22, в, по траектории перехвата или по кривой с упреждением без резких маневров при запуске. Влияние флюктуаций сигнала цели вследствие фединга и мерцания должно быть сглажено в аппаратуре наведения, поскольку эти флюктуации при попадании в систему управления увеличивают задержку и ухудшают характеристики системы, особенно на малых дальностях. При самонаведении другими методами перехвата важное значение имеет понятие вероятности встречи [373]. Измерение и фиксирование величины промаха при наведении на самолет можно получить [103, 174] с помощью установленного на ракете простого доплеровского радиолокатора.

#### 25.7.4. Управление на больших дальностях

Траекторию ракеты дальнего действия, например баллистической ракеты, изображенную на рис. 25.23, а, можно разделить на активный участок запуска, средний участок и окончательный участок, причем на каждом из участков можно использовать различные виды наведения. Гироскопическая стабилизация как на вертикальной, так

и на наклонной части траектории активного участка обеспечивается сначала с помощью выравнивания силы тяги ракеты и затем посредством аэродинамических поверхностей. Для получения точной информации о скорости и углах и корректирования с помощью команд можно использовать радиолокационные методы. Ракета должна входить в оконечный участок траектории под соответствующим углом и на оптимальной высоте. На этом участке часто используется самонаведение, поэтому можно ожидать, что по мере приближения к цели

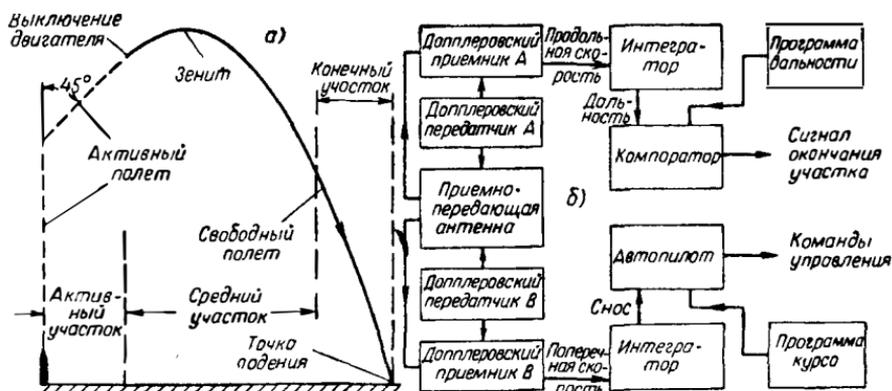


Рис. 25. 23. Радиолокационное наведение ракет дальнего действия: а—типичная траектория; б—доплеровская система управления с интегрированием скорости. (См. [66].)

точность будет возрастать. Головка наведения должна быть ориентирована в нужном направлении, чтобы захватить цель. На среднем участке баллистическая ракета летит по эллиптической траектории, у которой один из фокусов совпадает с центром земли, однако на коротких промежутках траекторию можно считать параболой, опирающейся на плоскость; если  $v$  — скорость ракеты в момент выключения двигателя, то при угле бросания, равном  $45^\circ$ , дальность будет равна  $v^2/g$ . В некоторых случаях ракета снабжается аэродинамическими крыльями и движется подобно самолету: скорость ее относительно невелика и траектория имеет плоскую вершину. Наведение на среднем участке может производиться с помощью доплеровской навигационной системы, изображенной на рис. 25.23, б. Продольная и поперечная составляющие скорости относительно земной поверхности измеряются и интегрируются, это позволяет определить дальность полета и величину сноса.

Для обороны от нападения и для проведения измерений при испытаниях спутников и образцов ракет необходимо иметь возможность обнаруживать и сопровождать ракеты дальнего действия с помощью одиночных радиолокаторов [443] и радиолокационных систем [292]. В задачу обороны входит [228] обнаружение, вычисление траектории и перехват. Станции раннего обнаружения должны иметь

дальность действия порядка несколько тысяч километров и способны отличать боевую головку от метеоритов, искусственных спутников, отражений от полярных сияний и возможных искусственных ложных целей [430]. В одной системе используется [124] четыре радиолокатора, каждый из которых ведет наблюдение в секторе  $30^\circ$ , так что полный азимутальный сектор равен  $120^\circ$ . Антенна формирует систему лучей, сдвинутых по вертикали на несколько градусов, которые быстро сканируют по азимуту с помощью вращающегося облучателя антенны. Отражатель представляет собой неподвижный параболический тор высотой 55 м и шириной 130 м. Используя значение азимута точки пересечения луча целью, угловую разность между точками пересечений целью отдельных лучей и время прохождения от одного луча к другому, вычислительная машина приближенно определяет траекторию, что облегчает захват ракеты последующей системой сопровождения.

Точное сопровождение исследовательских ракет, несущих приборы, производится с помощью интерференционных методов при непрерывном излучении [140], в которых с помощью двух разнесенных наземных станций измеряется фаза. При возрастании частоты и базы между антеннами угловая ошибка убывает, однако предел этому убыванию определяют эффекты, имеющие место при распространении радиоволн в атмосфере [161, 479]. Примерная одностанционная система слежения [7] сконструирована для целей телеметрии; параболаид, имеющий раскрыв диаметром 20 м, формирует луч с круговой поляризацией, совершающий коническое сканирование. Для моноимпульсного слежения используется четырехметровый параболический рефлектор с четырехрупорным облучателем [231]. Ошибки составляют порядка 3 м по дальности и  $0,1$  мрад по углу. Рабочая частота 5,48 Гц, пиковая мощность 1 Мвт, длительность импульса 1 мксек, частота повторения 285 гц. При таких характеристиках станция может обнаруживать сигналы, отраженные от искусственных спутников Земли [13].

## ЛИТЕРАТУРА

1. Al red, R. V.: «Naval Radar Anti-Jamming Technique», *J. I. R. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 10. p. 1593.
2. Al red, R. V., and Re iss, A.: «An Anti-Clutter Radar Receiver», *J. I. E. E.*, 1948, **95**, pt III, p. 459.
- \*3. A nd re w s, S. T.: «Navigation Radar for Small Ships», *Brit. Commun. Electronics*, 1956, **3**, p. 26.
- \*4. A n s l o w, N. G.: «Communications and Navigational Aids for Bristol Britania», *Brit. Commun. Electronics*, 1956, **3**, p. 6.
5. A p p l e t o n, E. V.: «The Scientific Principles of Radio Location», *J. I. E. E.*, 1945, **92**, pt I, p. 340.
6. A p p l e t o n, E. V., and B a r n e t t, M. A. F.: «On Some Direct Evidence for Downward Atmospheric Reflection of Electric Rays», *Proc. Roy. Soc.*, 1926, **109A**, p. 554.
7. B a k e r, R. C.: «A Circularly Polarized Feed for an Automatic Tracking Telemetry Antenna», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 5, p. 143, and *Trans. I. R. E.*, 1959, **SET-5**, p. 103.

8. B a r d e n, S. E.: «The Effect of Rain on Marine Radar Echoes», *Marconi Rev.*, 1950, **13**, p. 102.
9. B a r k e r, J.: «Radar Meter helps Enforce Traffic Laws», *Electronics*, 1959, **32**, March 6th, p. 48.
10. B a r l o w, E. J.: «Doppler Radar», *Proc. I. R. E.*, 1949, **37**, p. 340.
11. B a r r i c k, W. E., and B r a n n o n, D. L.: «Beacon Antennas for Guided Missiles», *Electronics*, 1957, **30**, March, p. 166.
12. B a r t o n, D. K.: «Accuracy of a Monopulse Radar», *Nat. Conv. Mil. Electronics I. R. E.*, 1959, **3**, p. 179.
13. B a r t o n, D. K.: «Sputnik II as Observed by C-Band Radar», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1959, pt 5, p. 67.
14. B a y e r, B., and D e m p s e y, B.: «A Radar Augmentation System Utilizing Travelling-Wave Tubes», *Nat. Conv. Mil. Electronics I. R. E.*, 1959, **3**, p. 196.
15. B e c k, G. E.: «Airborne Doppler Navigation», *Wireless Wld*, 1957, **63**, p. 225.
16. B e c k, G. E.: «Airborne Doppler Equipment», *J. Inst. Navig.*, 1958, **11**, p. 117.
17. B e c k, G. E., and T h o r n e, T. G.: «An Airborne Doppler Navigation Equipment», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 248.
18. B e e c h i n g, G. H.: «Checking the Angular Accuracy of Precision Fire-Control Radar», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 2, p. 519.
- \*19. B e r g e r, F. B.: «The Nature of Doppler Velocity», *Trans. I. R. E.*, 1957, **ANE-4**, p. 103.
- \*20. B e r g e r, F. B.: «The Design of Airborne Doppler Velocity Measuring Systems», *Trans. I. R. E.*, 1957, **ANE-4**, p. 157.
21. B e r g e r, F. B.: «Doppler Radar Navigation», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1958, **14**, p. 242.
22. B e r g e r, F. B.: «Doppler Radar Navigation», *Electronics*, 1959, **32**, May 8th, p. 62.
23. B e r k n e r, L. V.: «Naval Airborne Radar», *Proc. I. R. E.*, 1946, **34**, p. 671.
24. B e r n s t e i n, R.: «An Analysis of Angular Accuracy in Search Radar», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1955, pt 5, p. 61.
25. B h a t t a c h a r y y a, A. N.: «Microwave Radio Blind-Landing Systems for Aircraft», *Indian J. Phys.*, 1949, **23**, p. 88.
- \*26. B l a k e, L. V.: «Effective Number of Pulses per Beamwidth for a Scanning Radar», *Proc. I. R. E.*, 1953, **41**, p. 770.
27. B l e w e t t, J. P., H a n s e n, S., T r o e l l, R., and K i r k p a t r i c k, G.: «The Multilobe Tracking System», *G. E. Res. Lab. Rep.*, Jan. 5th, 1944, and U. S. Patent No. 2,553,294, May 15th, 1951.
28. B l o c h, A., B u e c k s, K. E., and H e a t o n, A. H.: «Improved Radio Altimeter», *Wireless Wld*, 1954, **60**, p. 138.
29. B l o o d w o r t h, H. V. G.: «Applications of the Microwave Course Beacon», *Brit. Commun. Electronics*, 1956, **3**, p. 651.
- \*30. B o n h a m, L. L., and B l a k e, L. V.: «Radar Echoes from Birds and Insects», *Sci. Mon.*, 1956, **82**, p. 204.
31. B o r g, H.: «Technical Possibilities for Noise Reduction in the Reception of Weak Radar Signals», *Ann. Telecomm.*, 1956, **11**, p. 90.
- \*32. B o u i x, M., C l e m e n t, M., and F r e m i o t, C.: «Experimental Study of Rain Echoes using 3 cm Pulsed Radar with Circular Polarization», *Ann. Telecomm.*, 1955, **10**, p. 159.
33. B o u t h i l l o n, L.: «Principles and Applications of Radar», *Bull. Soc. Franc. Elect.*, 1946, **6**, p. 563.
34. B o u v i e r, P.: «Some 10 cm Radars of the Compagnie Française Thomson-Houston», *Rev. tech. C. F. T. H.*, 1955, No. 19, April, p. 11.
- \*35. B o u v i e r, P.: «Automatic Following Radars», *Rev. tech. C. F. T. H.*, 1955, No. 21, p. 79, and *Onde elect.*, 1956, **36**, p. 336.
36. B r a d f i e l d, G., B a r t l e t t, J. C., and W a t s o n, D. S.: «A Sur-

- vey of Cathode-Ray-Tube Problems in Service Applications, with Special Reference to Radar», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 1, p. 128.
37. B r a d y, M. M.: «Frequency Stability Requirements on Coherent Radar Oscillators», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1001.
  - \*38. B r a n t l e y, J. Q.: «Radar offers Solution to Midair Plane Collisions», *Electronics*, 1954, **27**, November, p. 146.
  - \*39. B r a n t l e y, J. Q.: «How Accurate are Radar Speed Meters?» *Electronics*, 1955, **28**, December, p. 132.
  40. B r e i t, G., and T u v e, M. A., «A Test of the Existence of the Conducting Layer», *Phys. Rev.*, 1926, **28**, p. 554.
  41. B r i d g e r, G. W., and S e m p e r s, S. A.: «A Compact Radar Test Unit», *Marconi Instrumn*, 1952, **3**, p. 136.
  42. B r i s k i n, H.: «Typical Application of the Wamoscope», *Sylvania Technol.*, 1957, **10**, p. 8.
  - \*43. B r o c k n e r, C. E.: «Angular Jitter in Conventional Conical-Scanning, Automatic-Tracking Radar Systems», *Proc. I. R. E.*, 1951, **39**, p. 51.
  44. B r o d z i n s k y, A.: «Electronic Landing Aids for Carrier Aircraft», *Trans. I. R. E.*, 1959, **ANE-6**, p. 95.
  45. B r o o k s, R. M., and H o y, W. F.: «Engineering Evaluation of an Automatic Ground-Controlled Approach System (AN/MSN-3)», *Nat. Conv. Rec. I. R. E.*, 1958, pt 5, p. 95.
  46. B r o w n, R. K., M o o d y, N. F., T h o m p s o n, P. M., B i b l y, R. J., F r a n k l i n, C. A., G a n t o n, J. H., and M i t c h e l l, J.: «A Lightweight and Self-Contained Airborne Navigational System», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 778.
  47. B r o w n, W. M.: «Analysis of Range Tracking Radar in the Presence of Interference», *Nat. Conv. Mil. Electronics, I. R. E.*, 1958, **2**, p. 230.
  48. B r u d n e r, H. J.: «Return Signal Build-Up in a Pulse Altimeter System», *Nat. Conv. Mil. Electronics I. R. E.*, 1959, **3**, p. 79.
  49. B u d e n b o m, H. T.: «Monopulse Automatic Tracking and the Thermal Bound», *Nat. Conv. Mil. Electronics I. R. E.*, 1957, **1**, p. 387.
  50. B ü r k l e, H.: «The Planning of Shore-Based Radar Installations for Marine Navigation», *Telefunken Z.*, 1957, **30**, p. 236.
  51. B u r t o n, P. L.: «The Semi-Active Homing System for Guided Missiles», *New Scientist.*, 1959, **6**, p. 570.
  52. B u s h n e l l, R. H., and B e r g e r, F. B.: «Relation Between Doppler Noise and Navigation Accuracy», *Trans. I. R. E.*, 1958, **ANE-5**, No. 4, p. 225.
  53. B u s h o r, W. E.: «Electronics and the American Automobile», *Electronics*, 1958, **31**, November 21st, p. 73.
  54. B u s s g a n g, J. J., N e s b e d a, P., and S a f r a n, H.: «A Unified Analysis of Range Performance of C. W., Pulse, and Pulse Doppler Radar», *Proc. I. R. E.*, 1959, **47**, p. 1753.
  55. B u t e m e n t, W. A. S., N e w s a m, B., and O x f o r d, A. J.: «Precision Radar», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 1, p. 114.
  56. B y r n e s, I. F.: «Merchant Marine Radar», *RCA Rev.*, 1946, **7**, p. 54.
  - \*57. B y s t r o v, G. N.: «Connection between the Detectability of an Object and the Number of Illuminating Pulses», *Radiotekhnika*, 1956, **11**, p. 74.
  58. C a d y, W. M., K a r e l i t z, M. B., and T u r n e r, L. A.: «Radar Scanners and Radomes» (McGraw-Hill, New York, 1948).
  59. C a m p b e l l, R. D.: «Freight Car Tractive Resistance Measurements by Doppler Radar», *Trans. Amer. I. E. E.*, 1958, **77**, p. 563.
  - \*60. C a p e l l i, M. P. G.: «Radio Altimeter», *Trans. I. R. E.*, 1954, **ANE-1**, No. 2, p. 3.
  61. C a p e l l i, M. P. G., O u t t e n, A. E., and B u c k s, K. E.: «The Application of Radio Altimeters to Aircraft Approach and Landings», *Proc. I. E. E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 358.
  62. C a r t e r, C. J.: «H<sub>2</sub>S: An Airborne Radar Navigation and Bombing Aid», *J. I. E. E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 2, p. 449.

63. Casabona, A. M.: «Antenna for the AN/URN,-3 Tacan Beacon», *Elect. Commun.*, 1956, **33**, p. 35.
64. Cashmore, D. J.: «Improving the Radar Performance of a Buoy», *J. Inst. Navig.*, 1950, **3**, p. 183.
65. Cauchois, J.: «Measurements with M. T. I. Radars», *Ann Radioelect.*, 1952, **7**, p. 288.
66. Cave, P.: «Guided Weapon Techniques», *Wireless Wld.*, 1958, **64**, p. 354.
67. Charnley, W. J.: «A Survey of Approach and Landing Aids», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 333.
68. Charnley, W. J.: «Blind Landings», *J. Inst. Navig.*, 1959, **12**, p. 115.
69. Chase, K. H., and Pierzga, J. L.: «Reducing Mutual Radar Interference», *Electronics*, 1959, **32**, July 10th, p. 39.
70. Christophers, J. R.: «Advances in Millimetric Radar», *Brit. Commun. Electronics*, 1955, **2**, p. 48.
71. Chu, Y., and Buford, P. N.: «Land Vehicle Guidance by Radar», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 5, p. 95.
72. Clark, F. J.: «Radar Beacons for IRBM/ICBM», *Trans. I.R.E.*, 1959, **MIL-3**, p. 175.
73. Clegg, J. E., and Crompton, J. W.: «Low-Power C.W. Doppler Navigation Equipment», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 258.
74. Clegg, J. E., and Thorne, T. G.: «Doppler Navigation», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 235.
75. Coales, J. F., Calpine, H. C., and Watson, D. S.: «Naval Fire Control Radar», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 2, p. 349.
- \*76. Cohen, M., and Aram, D.: «Subminiature Beacon for Guided Missile», *Electronics*, 1957, **30**, April, p. 144.
77. Cohen, W., and Steinmetz, C. M.: «Amplitude- and Phase-Sensing Monopulse System Parameters», *Microwave J.*, 1959, **2**, October, p. 27, and November, p. 33.
78. Cohn, G. I., and Leger, R. M.: «Suppression of False Range Indications in High Pulse-Repetition-Rate Radars», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1957, **13**, p. 744.
79. Coile, R. C.: «Doppler Radar Systems», *Electronic Engng*, 1953, **25**, p. 113.
80. Colle R. C.: «Radar Pulses on Target per Scan», *Electronic Engng*, 1953, **25**, p. 80.
81. Colin, R. I., and Dodington, S. H.: «Principles of Tacan», *Elect. Commun.*, 1956, **33**, p. 11.
82. Collette, G., and Labrousse, R.: «A Frequency-Modulation Radio Altimeter», *Ann. Radioelect.*, 1955, **10**, p. 387.
83. Colton, R. B.: «Radar in the United States Army», *Proc. I.R.E.*, 1945, **33**, p. 740.
84. Compton, B. M., and Bucharm, F.: «Finding Radar Blind Spots», *Electronics*, 1959, **32**, May 22nd, p. 62.
85. Compton, B. M., and Bucharm, F.: «Radar Tracking Losses», *Electronics*, 1959, **32**, May 29th, p. 100.
86. Condie, M. A.: «Basic Design Considerations — Automatic Navigator AN/APN-67», *Trans. I.R.E.*, 1957, **ANE-4**, p. 197.
87. Cook, J. H. «Airborne Search Radar», *Bell Lab. Rec.*, 1946, **24**, p. 321.
88. Court, G. W. G.: «Microwave Vehicle-Speed Indicator», *Wireless Engr*, 1956, **33**, p. 66.
89. Court, G. W. G.: «A Simplified Form of Microwave Interferometer for Speed Measurements», *J. sci. Instrum.*, 1955, **32**, p. 354.
90. Crandell, P. A.: «A Turnstile Polarizer for Rain Cancellation», *Trans. I.R.E.*, 1955, **MTT-3**, No. 1, p. 10.
91. Crippen, D. S.: «The Air Traffic Control Radar Beacon System», *Trans. I.R.E.*, 1957, **ANE-4**, p. 6.
92. Crouney, J.: «Clutter on Radar Displays», *Wireless Engr*, 1956, **33**, p. 83.
93. Crowder, H. A.: «Ground Clutter Isodops for Coherent Bistatic Radar», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 5, p. 88.

94. Cutler, B., and Sanders, L.: «REGAL — An Advanced Approach and Landing System», *Trans. I.R.E.*, 1959, **ANE-6**, p. 135.
95. Davies, D. E. N.: «Radar Systems with Electronic Sector Scanning», *J. Brit. I.R.E.*, 1958, **18**, p. 709.
96. De Faymoreau, E.: «Experimental Determination of Tacan Bearing and Distance Accuracy», *Elect. Commun.*, 1956, **33**, p. 67, and *Trans. I.R.E.*, 1956, **ANE-3**, p. 32.
97. Delano, R. H.: «A Theory of Target Glint or Angular Scintillation in Radar Tracking», *Proc. I.R.E.*, 1953, **41**, p. 1778.
98. Delano, R. H., and Pfeiffer, I.: «The Effect of AGC on Radar Tracking Noise», *Proc. I.R.E.*, 1956, **44**, p. 801.
99. Dickey, F. R.: «Theoretical Performance of Airborne Moving Target Indicators», *Trans. I.R.E.*, 1953, **AE-8**, June, p. 12.
100. Dijk, J. M. F. A. van, Schimmel, N., and Goldbohm, E.: «A Ramark Beacon for Use with Marine Radars», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1955, **20**, p. 281.
101. Dijk, J. M. F. A. van, Schimmel, N., and Goldbohm, E.: «Shore-based Radio Aids to Navigation on Centimetric Wavelength», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1955, **20**, p. 271.
102. Dodington, S. H.: «Airborne TACAN Equipment AN/ARN-21», *Elect. Commun.*, 1956, **33**, p. 60.
103. Doty, W. H.: «Low-Cost Active Radar for Miss-Distance Data», *Electronics*, 1959, **32**, November 20th, p. 91.
- \*104. Dunn, J. H., and Howard, D. D.: «The Effects of Automatic Gain Control Performance on the Tracking Accuracy of Monopulse Radar Systems», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 430.
- \*105. Dunn, J. H., Howard, D. D., and King, A. M.: «Phenomena of Scintillation Noise in Radar Tracking Systems», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 855.
- \*106. Eastwood, E., Blake more, T. R., and Witt, B. J.: «Marconi Coherent M.T.I. Radar on 50 cm», *Marconi Rev.*, 1956, **19**, No. 121, p. 53.
107. Eastwood, E., and Colchester, C. D.: «Advances in Ground Radar for Civil Aviation», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, 370.
108. Edwards, J., and Houghton, E. W.: «Radar Echoing Area Polar Diagram of Birds», *Nature*, 1959, **184**, p. 1059.
109. Ellis-Robinson, H. N. C.: «Packaged High-Power Radar Transceivers», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 8, p. 74.
110. Enstrom, R. A.: «The Effects of Noise on a Stacked Beam Height Finding Radar», *Nat. Conv. Mil. Electronics I.R.E.*, 1959, **3**, p. 192.
111. Espenchied, L., and Newhouse, R. C.: «Terrain Clearance Indicator», *Bell Syst. tech. J.*, 1939, **18**, p. 222.
112. Espersen, G. A., and Arfin, B.: «A 3 cm Magnetron for Beacons», *Philips tech. Rev.*, 1952, **14**, p. 87.
113. Farmer, J. C.: «Survey of Long-Range Radio Navigation Aids», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 216.
114. Fennesy, E.: «A New Shore-Based Radar Equipment», *J. Inst. Navig.*, 1951, **4**, p. 345.
115. Fink, D. G.: «Radar Engineering» (McGraw-Hill, New York, 1947).
116. Finnimore, T. C., and Mallinson, W. D.: «Engineering Design of Ship-Borne Gunnery Radar Panels», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 2, p. 441.
117. Flinn, J. J., and Nothman, M. H.: «GCA By Automatic Voice Data Link», *Wescon Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 4, p. 28.
118. Forward, R. L., Goodwin, F. E., and Kiefer, J. E.: «Application of a Solid-State Ruby Maser to an X-Band Radar System», *Wescon Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 1, p. 119.
119. Fraser, D. O.: «Doppler and Civil Aviation», *J. Inst. Navig.*, 1958, **11**, p. 138.
- \*120. Freedman, J.: «Resolution in Radar Systems», *Proc. I.R.E.*, 1951, **39**, p. 813.

- \*121. Fried, W. R.: «Principles and Performance Analysis of Doppler Navigation System», *Trans. I.R.E.*, 1957, ANE-4, p. 176.
122. Fried, W. R.: «Performance Profiles and Future Outlook of Doppler Navigation Systems», *Trans. I.R.E.*, 1958, ANE-5, p. 194.
123. Fusca, J. A.: «Compact Reflector has ECM Potential», *Aviation Week*, 1959, 70, January 5th, p. 66.
124. Fusca, J. A.: «Army Reveals BMEWS Radar Site Details», *Aviation Week*, 1958, 69, July 28th, p. 19.
125. Fusca, J. A.: «Altitude Radar Cuts Controller Workload», *Aviation Week*, 1959, 70, July 27th, p. 71.
126. Fusca, J. A.: «MIT Studies Jam-Proof Defence Radar», *Aviation Week*, 1959, 70, January 12th, p. 31.
127. Fusca, J. A.: «Radar Echo Enhancer Simulates Bombers», *Aviation Week*, 1959, 70, March 16th, p. 98.
128. Fusca, J. A.: «FAA Will Operate Civil Beacon System», *Aviation Week*, 1959, 70, May 4th, p. 127.
129. Gaffney, F. J.: «Microwave Measurements and Test Equipments», *Proc. I.R.E.*, 1946, 34, p. 775.
130. Garfield, W. L.: «Tacan: A Navigation System for Aircraft», *Proc. I.E.E.*, 1958, 105B Sup. No. 9, p. 298.
131. Garner, W. R., and Hamburger, F.: «Detectability and Discriminability of Targets on a Remote Projection Plan-Position Indicator», *Proc. I.R.E.*, 1947, 35, p. 1220.
- \*132. Garrett, F. W.: «The Design and Application of a Marine Radar System», *Marconi Rev.*, 1951, 14, p. 23.
- \*133. Garrett, F. W.: «A 3-cm Airport Control Radar System», *Marconi Rev.*, 1958, 21, p. 3.
134. Gelder, G. van, and Scholten, E.: «A Radar Echo Box with Remote Control», *Philips telecomm. Rev.*, 1958, 20, No. 1, p. 33.
135. George, D. E.: «The Wamoscope — a Microwave Display Device», *Sylvania Technol.*, 1957, 10, p. 5.
- \*136. George, T. S.: «Fluctuations of Ground Clutter Return in Airborne Radar Equipment», *Proc. I.E.E.*, 1952, 99, pt. p. 92.
137. Gibbs, D. F., and Lythall, B. W.: «High Power Pulsed Transmitters for the Region of 3000 Mc/s», *J. I. E. E.*, 1946, 93, pt IIIA, No. 4, p. 266.
138. Giboin, E.: «The Development of Methods of Electromagnetic Detection in the French Navy», *Onde elect.*, 1951, 31, p. 53.
139. Giroud, P., and Couillard, L.: «Radio Transmitter for the Measurement of Heights of Aircraft above Ground», *Ann. Radioelect.*, 1947, 2, p. 150.
140. Golay, M. J. E.: «Interferometric Rocket Guidance», *Nat. Conv. Mil., Electronics I.R.E.*, 1958, 2 p. 182.
- \*141. Goldberg, H. B.: «Local Oscillator for C.W. Radars», *Electronics*, 1955, 28, May, p. 166.
142. Goldbohm, E.: «Operational Requirements for the Harbour Radar Installation at IJmuiden», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1952, 17, p. 182.
143. Goldmann, A.: «Pulse-Type Radio Altimeter», *Electronics*, 1946, 19, June, p. 116.
144. Goldstein, H., and Cutler, B.: «The AN/MSN-3: An Automatic Ground-Controlled Approach System», *Trans. I.R.E.*, 1959, ANE-6, p. 142.
145. Gnalingam, S.: «An Apparatus for the Detection of Weak Ionospheric Echoes», *Proc. I. E. E.*, 1954, 101, pt III, p. 243.
146. Gray, T., and Moran, M. J.: «Decca Doppler and Airborne Navigation», *Brit. Commun. Electronics*, 1958, 5, p. 764.
- \*147. Green, E. I., Fisher, H. J., and Ferguson, J. G.: «Facilities for Microwave Radar Testing», *Bell Syst. tech. J.*, 1946, 25, p. 435.
148. Greenberg, N. S.: «Finding Radar Beacon Range», *Electronics*, 1959, 32, September 4th, p. 60.

149. Grifone, L.: «Omni-directional Reflectors for Microwaves», *Ricerca sci.*, 1952, **22**, p. 2307.
- \*150. Grover, J. H. H.: «An Integrated Airborne Radar», *Brit. Commun. Electronics*, 1957, **4**, p. 628.
151. Guerlac, H.: «The Radio Background of Radar», *J. Franklin Inst.*, 1950, **250**, p. 285.
152. Guillaume, M.: «A New French Blind-Landing System», *Electronique*, 1954, Nos. 92/93, p. 14.
153. Gumb, D. F.: «The Tricot System», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 5, p. 136.
154. Gutton, H., Familier, H., and GINGER, B.: «Study of Frequency Modulation Applied to the Measurement of Distance», *Ann. Radioelect.*, 1956, **11**, p. 107.
155. Haeff, A. V.: «Minimum Detectable Radar Signal and its Dependence upon Parameters of Radar Systems», *Proc. I.R.E.*, 1946, **34**, p. 857.
156. Hall, J. S.: «Radar Aids to Navigation» (McGraw-Hill, New York, 1947).
157. Hall, W. M., and Pritchard, W. L.: «Optimum Operation of Echo Boxes», *Proc. I.R.E.*, 1951, **39**, p. 680.
158. Hall, W. M.: «Prediction of Pulse Radar Performance», *Proc. I.R.E.*, 1956, **44**, p. 224.
159. Halliday, D. J.: «Geodetic Measurements by Radar», *Nature*, 1949, **164**, p. 1005.
160. Hammond, R.: «Precise Measurement of Distance by Microwaves», *Instrum. Pract.*, 1957, **11**, No. 8, p. 828, and No. 9, p. 942.
161. Handel, P. F. von, and Hoehndorf, F.: «High Accuracy Electronic Tracking of Space Vehicles», *Trans. I. R. E.*, 1959, **MIL-3**, p. 162.
162. Hanks, H. C.: «Ferrite Radiators Shrink Missile Antenna Systems», *Electronics*, 1958, **31**, April 25th, p. 49.
163. Hansford, R. F., and Dixon, G. J.: «Remote Display of Radar Pictures», *Wireless Wld*, 1953, **59**, p. 218.
- \*164. Hansford, R. F., and Collins, R. T. H.: «Choosing Radar Wavelengths», *Wireless Wld*, 1957, **63**, p. 188.
- \*165. Hardin, C. D., and Salerno, J.: «Miniature X-Band Radar has High Resolution», *Electronics*, 1959, **32**, January 30th, p. 48.
166. Harper, W. G.: «Angels on Centimetric Radars caused by Birds», *Nature*, 1957, **180**, p. 847.
167. Harris, K. E.: «Secondary Radar Applications», *Brit. Commun. Electronics*, 1954, **1**, p. 57.
- \*168. Harris, K. E.: «Some Problems of Secondary Surveillance Radar Systems», *J. Brit. I.R.E.*, 1956, **16**, p. 355.
169. Hart, E. D.: «Navigational Radar in Merchant Ships», *Electronic Engng*, 1946, **18**, p. 264.
170. Harvey, A. F.: «Optical Techniques at Microwave Frequencies», *Proc. I.E.E.*, 1959, **106B**, p. 141.
171. Harvey, A. F.: «Microwave Tubes — An Introductory Review with Bibliography», *Proc. I.E.E.*, 1960, **107C**, p. 29.
172. Harvey, A. F.: «Duplexing Systems at Microwave Frequencies», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MTT-8**, July, p. 415.
- \*173. Hawkins, H. E., and Plant, O. La.: «Radar Performance Degradation in Fog and Rain», *Trans. I.R.E.*, 1959, **ANE-6**, p. 26.
174. Hayes, A. E.: «Missile Miss-Distance Indicator», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 5, p. 204.
175. Heiyboer, R. J.: «The Development of Modern Radar: III Millimetre Radar», *Ingenieur*, 1959, **71**, p. E41.
- \*176. Herscovici, S., and Detape, A.: «Performance of a Diversity Radar», *Ann. Radioelect.*, 1957, **12**, p. 285.
177. Hitschfeld, W., and Marshall, J. S.: «Effect of Attenuation on the Choice of Wavelength for Weather Detection by Radar», *Proc. I.R.E.*, 1954, **42**, p. 1165.

178. H o b b s, M.: «Anti-Collision Radar for Commercial Flights», *Electronics*, 1952, **25**, June, p. 110.
179. H o r n u n g, J. L.: «Radar Primer» (McGraw-Hill, New York, 1948).
180. H o r t o n, B. M.: «Noise-Modulated Measuring Systems», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 821.
181. H o u g h t o n, P. A.: «The Future Development of Doppler Navigation», *J. Inst. Navig.*, 1958, **11**, p. 130.
182. H u g h e s, W. A.: «Designing with Ferrite Isolators», *Canad. Electronics Engng.* 1958, **2**, p. 28.
183. H u l l, J. F., N o v i c k, G., and C o r d r a y, R.: «How Long-Line Effect Impairs Tunable Radar», *Electronics*, 1954, **27**, February, p. 168.
184. I s m a i l, M. A. W.: «A Precise New System of F. M. Radar», *Proc. I.R.E.*, 1956, **44**, p. 1140.
185. I s m a i l, M. A. W.: «A Study of the Double Modulated F. M. Radar» (Verlag Leeman, Zurich, 1955).
186. J a c k s o n, W. E.: «Improvement on the Instrument Landing System», *Trans. I.R.E.*, 1959, **ANE-6**, p. 85.
187. J a m e s, H. M., N i c h o l s, N. B., and P h i l l i p s, R. S.: «Theory of Servomechanisms» (McGraw-Hill, New York, 1947).
- \*188. J e n k i n s, J. W., E v a n s, J. H., W a l l a c e, G. A. G., and C h a m b e r s, D.: «A High-Definition General-Purpose Radar», *J. Brit. I.R.E.*, 1954, **14**, p. 5.
189. J o n s o n, W. F.: «Commercial Radar System», *Elect. Manufng*, 1951, **47**, p. 72.
190. J o n e s, F. E.: «Oboe: A Precision Ground-Controlled Blind Bombing System», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 2, p. 496.
191. J o w i t t, S.: «Levelling by Radar Altimeter», *Engng J.*, 1950, **33**, p. 689.
192. K ä c h, A.: «Frequency Stability of Self-Excited Transmitters with Long Aerial Feeders», *Arch. elekt. Übertragung*, 1954, **8**, pp. 491, and 553.
- \*193. K a l m u s, H. P.: «Direction-Sensitive Doppler Device», *Proc. I.R.E.*, 1955, **43**, p. 698.
194. K a l m u s, H. P., C a c h e r i s, J. C., and D r o p k i n, H. A.: «Nonquantized Frequency-Modulated Altimeter», *Trans. I.R.E.*, 1954, **ANE-1**, June, p. 15.
195. K a p l a n, E. L.: «Signal-Detection Studies with Applications», *Bell syst. tech. J.*, 1955, **34**, p. 403.
196. K a p l a n, S. M., and M c F a l l, R. W.: «The Statistical Properties of Noise Applied to Radar Range Performance», *Proc. I.R.E.*, 1951, **39**, p. 56.
197. K a r p e l e s, M., and P a r k e r, E. G.: «An Improved Instrument Low-Approach System Compatible with Tacan», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 5, 43.
- \*198. K a y e, J.: «Review of Industrial Applications of Heat Transfer to Electronics», *Proc. I.R.E.*, 1956, **44**, p. 977.
199. K e e p, D. N.: «Frequency-Modulation Radar for Use in the Mercantile Marine», *Proc. I.E.E.*, 1956, **103B**, p. 519.
200. K e s s l e r, E.: «The PAR-Scope: An Oscilloscope Display for Weather Radars», *Trans. I.R.E.*, 1959, **ANE-6**, p. 31.
201. K i e l y, D. G.: «Rain Clutter Measurements with C. W. Radar Systems Operating in the 8-mm Wavelength Band», *Proc. I.E.E.*, 1954, **101**, pt III, p. 101.
202. K i r s h n e r, J., and R a v i l i o u s, C.: «Centre of Gravity Beamsplitting», *Nat. Conv. Mil. Electronics I.R.E.*, 1957, **1**, p. 399.
- \*203. K l a s s, P. J.: «Three-Frequency Radar Has More Range», *Aviation Week*, 1958, **69**, January 13th, p. 79.
204. K n i a z e f f, G.: «Marine Navigational Radar Sets», *Onde elect.*, 1949, **29**, p. 202.
205. K o c h, B.: «Radar Measurement of the Velocity of Projectiles», *Onde elect.*, 1952, **32**, p. 357.

206. Krause, W. A.: «Radar Experiments in the Port of Hamburg», *Telefunken Z.*, 1954, **27**, p. 132.
207. Kroemmelbein, W. F.: «Radar Test System to Shorten Checkout Time», *Electronics*, 1959, **22**, June 5th, p. 58.
208. Larson, H.: «The Use of Radar in the Ice-Breaker Service», *J. Inst. Navig.*, 1949, **2**, p. 315.
209. Leconte, A.: «A Radar System for Harbour Surveillance», *Onde elect.*, 1955, **35**, p. 1147.
210. Lerman, M.: «Radar Detection Data», *Electronics*, 1959, **32**, May 1st, p. 58.
211. Leskinen, J. I.: «Four Ways to Simulate Radar Targets», *Electronics*, 1958, **31**, June 6th, p. 82.
212. Leutyler, J. H.: «Radar Applications in Land Defence», *Bull. Assoc. Suisse Elect.*, 1954, **45**, p. 1009.
213. Levell, D. A.: «Secondary Surveillance Radar as an Aid to Air Traffic Control at Civil Airports», *Wireless World*, 1954, **60**, p. 27.
214. Levin, A., and Haley, A. C. D.: «The Design and Characteristics of Marine Radar Equipment», *J. Brit. I.R.E.*, 1949, **9**, p. 202.
- \*215. Levin, J. B.: «Portable Precision Approach Radar», *Electronics*, 1955, **28**, October, p. 154.
216. Litchford, G. B., and Battle, F. H.: «A Look at the Future of Automatic Landing Systems», *Trans. I.R.E.*, 1959, **ANE-6**, p. 118.
217. Liu, Y. J., and Campbell, J. O.: «Collision Detection without Range Data», *Electronics*, 1959, **32**, July 24th, p. 60.
218. Locke, A. S.: «Guidance» (Van Nostrand, New York, 1955).
- \*219. Logue, S. H.: «Rate-of-Climb Meter uses Doppler Radar», *Electronics*, 1957, **30**, June, p. 150.
220. Luck, D. G. C.: «Frequency-Modulated Radar» (McGraw-Hill, New York, 1949).
221. Lueg, H., Schallehn, W., and Toedter, H.: «The Telefunken Traffic Radar», *Elektrotech. Z.*, 1958, **10B**, No. 10, p. 385.
222. Lythall, B. W.: «Frequency Instability of Pulsed Magnetrons with Long Waveguides», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 9, p. 1081.
- \*223. McFee, R., and Maher, T. M.: «Effect of Surface Reflections on Rain Cancellation of Circularly Polarized Radars», *Trans. I.R.E.*, 1959, **AP-7**, p. 199.
224. McKay, M. W.: «The AN/APN-96 Doppler Radar Set», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 5, p. 71.
225. McLeod, W. W.: «Microwave Oscillator Requirements for C.W. Radar», *Trans. I.R.E.*, 1954, **ED-1**, No. 4, p. 11.
- \*226. McMahon, F. A.: «The AN/APN-81 Doppler Navigation System», *Trans. I.R.E.*, 1957, **ANE-4**, p. 202.
- \*227. Mannheim, D.: «Airborne Radar as a Navigation Aid», *Trans. I.R.E.*, 1954, **ANE-1**, No. 4, p. 2.
228. Margerison, T.: «Missiles to Stop Missiles», *New Scient.*, 1959, **5**, p. 733.
229. Mark, M.: «Air Cooling a Finned Magnetron», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1956, **15**, No. 6, p. 100.
230. Matsuo, S.: «A Direct-Reading Radio-Wave Reflection-Type Absolute Altimeter for Aeronautics», *Proc. I.R.E.*, 1938, **26**, p. 848.
231. Mechler, E. A., Porter, J. W., and Yavne, R. O.: «A Guidance Radar for Satellites, Space Vehicles, and Ballistic Missiles», *Nat. Conv. Mil. Electronics I.R.E.*, 1958, **2**, p. 213.
232. Megla, G.: «The Application of Metallic Reflectors for Purposes of Location», *Hochfreq. Electroak.*, 1958, **66**, p. 107, and *Wescon Conv. Rec. I.R.E.*, 1957, **1**, pt 10, p. 29.
233. Meinke, H., and Rihacek, A.: «Further Progress in Bandwidth Compression of Radar Displays», *Nachr. Tech. Z.*, 1958, **11**, p. 398.
234. Mercer, J. F. W.: «A Quantitative Study of Instrument Approach», *J. Roy. Aeronaut. Soc.*, 1954, **58**, p. 83.

235. Metz, H. I.: «A Survey of Instrument Approach Systems in the United States», *Trans. I.R.E.*, 1959, ANE-6, p. 78.
236. Middleton, D.: «Statistical Criteria for the Detection of Pulsed Carriers in Noise», *J. appl. Phys.*, 1953, **24**, p. 371.
237. Milosevic, L.: «Microwave Circuits for Radar Transmitter — Receivers», *Rev. tech. C.F.T.H.*, 1955, No. 19, p. 27.
238. Milwright, A. L. P.: «Microwave Harbour Beacons», *Wireless Wld*, 1955, **61**, p. 569.
- \*239. Milwright, A. L. P.: «A [Beacon for Ship Identification]», *J. Inst. Navig.*, 1954, **7**, p. 187.
240. Milwright, A. L. P.: «A Survey of Harbour Approach Aids», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 351.
241. Milwright, A. L. P.: «Survey of Recent Developments in Marine Radar», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 380.
242. Milwright, A. L. P.: «On Increasing the Radar Echoing Characteristics of Buoys and Small Boats», *J. Inst. Navig.*, 1949, **2**, p. 122.
243. Moisson, A.: «Blind Landing Control Type AB», *Rev. tech. C.F.T.H.*, 1951, No. 15, p. 5.
244. Moline, J.: «Radar Buoys and their Special Circuits», *Radio Franc.*, 1951, No. 12, December, p. 12.
245. Moller, H. G.: «Experiences with Marine Radar Devices», *Hochfreq. Elektroak.*, 1954, **63**, p. 133.
246. Moorcroft, G. J.: «Precision Approach Radar», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 344.
247. Moore, C. E.: «New Developments in Radar for the Merchant Marine Service», *RCA Rev.*, 1950, **11**, p. 465.
248. Moore, R. K.: «Effort of Precipitation on the Design of Radio Altimeters», *Trans. I.R.E.*, 1957, ANE-4, p. 24.
249. Moorhen, C. N.: «The Navigational Applications of Doppler Equipments», *J. Inst. Navig.*, 1958, **11**, p. 125.
- \*250. Norton, K. A., and Omburg, A. C.: «The Maximum Range of a Radar Set», *Proc. I.R.E.*, 1947, **35**, p. 4.
251. Oglan, J. W.: «Factors Influencing Target Detectability on C.R.T. Screens», *Trans. I.R.E.*, 1958, ANE-5, p. 215.
252. Page, L. S. de, and Milwright, A. L. P.: «Radar and Ice», *J. Inst. Navig.*, 1953, **6**, p. 113.
253. Page, R. M.: «Monopulse Radar», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1955, pt 8, p. 132.
254. Penin, F., and Phelizon, G.: «The Measurement of Distance (DME)», *Onde elect.*, 1953, **33**, p. 309.
255. Penrose, H. E., and Boulding, R. S. H.: «Principles and Practice of Radar», (Newnes, London, 1950).
256. Perlman, S. E.: «Staggered Rep Rate Fills Radar Blind Spots», *Electronics*, 1958, **31**, November 21st, p. 82.
- \*257. Perov, G. I.: «The Calculation of the Effective Reflection Area of a Surface Target in the Centimetre Wavelength Range», *Radiotekhnika*, 1956, **11**, p. 57.
258. Peters, R. G.: «Technique for Measurement of Radar Characteristics of Targets», *TV Engng*, 1951, **2**, p. 10, and **3**, p. 26.
259. Peterson, E. K., Ulander, H. R., Hargis, R. N., and Hajic, E.: «Microwave Remotes aid Air Traffic Control», *Electronics*, 1957, **30**, July, p. 144.
260. Plank, V. G.: «Atmospheric Angels Mimic Radar Echoes», *Electronics*, 1958, **31**, March 14th, p. 140.
261. Plank, V. G., Atlas, D., and Paulsen, W. H.: «The Nature and Detectability of Clouds and Precipitation as Determined by 1.25 cm-Radar», *J. Meteorol.*, 1955, **12**, p. 358.
262. Porterfield, C.: «Ground-Controlled Approach — Its Development and Early Operational Use», *Trans. I.R.E.*, 1959, ANE-6, p. 71.

263. P o w e l l, F. D.: «An Automatic Landing System», *Trans. I.R.E.*, 1959, **ANE-6**, p. 128.
264. P r i n s, B. H. G., and S e p p e n, J. M. G.: «The Rotterdam Harbour Radar System», *Philips telecomm. Rev.*, 1958, **20**, No. 1, p. 16.
265. P r i t c h a r d, H. C.: «Problems of Blind Landings», *J. Roy. Aeronaut. Soc.*, 1946, **50**, p. 935.
266. P r i t c h a r d, W. L.: «Long-Line Effect and Pulsed Magnetrons», *Trans. I.R.E.*, 1956, **MTT-4**, No. 2, p. 97.
267. R a m s a y, J. F.: «Circular Polarization for C. W. Radar», *Marconi Rev.*, 1952, **5**, p. 71, and *Proc. Conf. Centimetric Aerials for Marine Navigational Radar* (Ministry of Transport, London, 1952).
268. R a n d a l l - C o o k, C.: «A Racon Beacon for Reception by Civil Marine Radars», *J. Inst. Navig.*, 1954, **7**, p. 181.
269. R a t c l i f f e, J. A.: «Aerials for Radar Equipment», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 1, p. 31.
270. R a t s e y, O. L.: «Radar Transmitters: A Survey of Developments», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 1, p. 245.
- \*271. P h o d e s, D. R.: «Introduction to Monopulse» (McGraw-Hill, New York, 1959).
- \*272. R i d e n o u r, L. N.: «Radar System Engineering» (McGraw-Hill, New York, 1947).
273. R o b e r t s, A.: «Radar Beacons» (McGraw-Hill, New York, 1947).
274. R o b e r t s, A.: «Microwave Lighthouse», *Radio Televis. News*, 1952, **47**, p. 6.
275. R o b e r t s, W. Van B.: «Rotary Wave Radar», *Electronics*, 1946, **19**, July, p. 130.
- \*276. R o b e r t s o n, S. D.: «Targets for Microwave Radar Navigation», *Bell Syst. tech. J.*, 1947, **26**, p. 852.
277. R o d r i g u e z, M. E.: «Some Problems Encountered with Navigational Radar», *Rev. Cienc. Apl.*, 1954, **8**, p. 290.
278. R o s e n b e r g, W., F l e m i n g, J. S., and H a r t, E. D.: «A Radar Test Set for the Super High-Frequency Band of 9.0—9.7 Gc/s», *Proc. I.E.E.*, 1949, **96**, pt III, p. 476.
279. R o s s, A. W.: «Problems in Shipborne Radar», *Proc. I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 1, p. 236.
280. R u p p e l, W.: «Transmission and Reception of Circularly Polarized Microwaves with a Common Aerial», *Fernmeldetech. Z.*, 1951, **4**, p. 251.
281. R u s t, N. M.: «Doppler Effect in Radio and Radar», *Wireless Wld*, 1958, **64**, pp. 304 and 373.
282. S a l t z m a n n, H., and S t a v i s, G.: «A Dual Beam Planar Antenna for Janus Type Doppler Navigation Systems», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1958, pt 1, p. 240.
- \*283. S a r g e n t, R. S.: «Moving Target Detection by Pulse Doppler Radar», *Electronics*, 1954, **27**, September, p. 138.
284. S a t o w, P. G.: «Radar and the Weather», *J. Inst. Navig.*, 1948, **1**, p. 219.
285. S a x t o n, J. A.: «The Influence of Atmospheric Conditions on Radar Performance», *J. Inst. Navig.*, 1958, **11**, p. 290.
286. S c a r b o r o u g h, H. B.: «Tacan Ground Beacon AN/URN-3», *Elect. Commun.*, 1956, **33**, p. 26.
287. S c h i m m e l, N.: «The Harbour Radar System for Rotterdam and the New Waterway», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1953, **18**, p. 301.
288. S c h i m m e l, N.: «The Shore-Based Radar System for the New Rotterdam Waterway», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1957, **22**, p. 59.
289. S c h i m m e l, N.: «The Development of Modern Radar: IV Modern Harbour Radar», *Ingenieur*, 1959, **71**, p. E51.
290. S c h l i e b e n, E. W.: «Radome and Aircraft Design», *Aeronaut Engng Rev.*, 1952, May, p. 72.
- \*291. S c h n e i d e r, E. G.: «Radar», *Proc. I.R.E.*, 1946, **34**, p. 528.
292. S c h o c k, R., and L a n d e r, R. F.: «Flight-Testing Spacecraft», *Electronics*, 1959, **32**, March 27th, p. 53.

293. Schooley, A. H.: «Some Limiting Cases of Radar Sea Clutter Noise», *Proc. I.R.E.*, 1956, **44**, p. 1043.
294. Schooley, A. H.: «Radar Doppler Nomograph», *Electronics*, 1954, **27**, December, p. 180.
295. Schotel, G.: «The Radar Landing Installation at Schiphol (Amsterdam Airport)», *Ingenieur*, 1952, **64**, p. L19.
296. Schultz, F. U., Burgener, R. C., and King, S.: «Measurements of the Radar Cross Section of a Man», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 476.
297. Scroggie, M. G.: «Postwar Marine Radar in Great Britain», *Commun.*, 1946, **26**, p. 9.
298. Sells, O. J.: «Some Remarks on the Use of Radar for Traffic Control Purposes», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1959, **24**, p. 11.
- \*299. Seppen, J. M. G., and Verstraten, J.: «An 8-mm, High-Definition Radar Set», *Philips telecomm. Rev.*, 1958, **20**, No. 1, p. 5.
300. Sharpe, B. A.: «Aircraft Radio Altimeter», *J. Inst. Navig.*, 1950, **3**, p. 79.
301. Sharpe, B. A.: «Low-Reading Absolute Altimeters», *J.I.E.E.*, 1947, **94**, pt IIIA, No. 16, p. 1001.
302. Shelton, J. P.: «Improved Feed Design for Amplitude Monopulse Radar Antennas», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 1, p. 93.
- \*303. Sibert, W. M.: «A Radar Detection Philosophy», *Trans. I.R.E.*, 1956, **IT-2**, p. 204.
304. Smith, E. J.: «Observations of Precipitation with an Airborne Radar», *Austral. J. sci. Res.*, 1950, **3A**, p. 214.
305. Smith, R. A.: «Radar Navigation», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 1, p. 331.
306. Smith, R. A.: «Radio Aids to Navigation» (University Press, Cambridge, 1947).
307. Smith, R. F. P.: «Airport Radar has High Resolution», *Electronics*, 1959, **32**, April 3rd, p. 64.
308. Sollenberger, T. E.: «Multipath Phase Errors in C.W.-F.M. Tracking Systems», *Trans. I.R.E.*, 1955, **AP-3**, No. 4, p. 185.
309. Soller, T., Starr, M. A., and Valley, G. E.: «Cathode-Ray Tube Displays» (McGraw-Hill, New York, 1947).
310. Sollima, M.: «Modern Radar Landing Systems», *H. F. Elect.*, 1951, **10**, p. 270.
311. Solomon, K.: «A Double Delay and Subtraction Airborne Clutter Canceller», *Nat. Conv. Mil. Electronics I.R.E.*, 1958, **2**, p. 235.
- \*312. Sommer, H. H.: «An Improved Simultaneous Phase Comparison Guidance Radar», *Trans. I. R. E.*, 1956, **ANE-3**, p. 67.
313. Sonnenberg, G. J.: «Radar and Electronic Navigation» (Newnes, London, 1951).
314. Spaulding, F. E.: «Radar for Merchant Marine Service», *RCA Rev.*, 1947, **8**, p. 312.
- \*315. Sternlicht, L.: «Electron Simulator Gives Countermeasures Targets», *Electronics*, 1958, **31**, December 19th, p. 78.
- \*316. Stride, P. L.: «Search Radar for Civil Aircraft», *J. Brit. I.R.E.*, 1952, **12**, p. 445.
317. Stride, P. L.: «Radar Drift Measurement using Doppler Techniques», *Brit. Commun. Electronics*, 1957, **4**, p. 554.
- \*318. Stride, P. L.: «Weather Avoidance with Airborne Radar», *Brit. Commun. Electronics*, 1956, **3**, p. 184.
319. Strong, C. E.: «General Aspects of Short-Range Rho-Theta Systems», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 284.
- \*320. Stuber, C.: «Use of Dummy Reflector Targets in Radar Technique», *Arch. elekt. Übertragung*, 1950, **4**, p. 275.
- \*321. Stuland, T.: «Errors in Radar Navigation», *J. Inst. Navig.*, 1957, **10**, p. 390.
- \*322. Swerling, P.: «Maximum Angular Accuracy of a Pulsed Search Radar», *Proc. I.R. E.*, 1956, **44**, p. 1146.

323. T a n t e r, H.: «The LCT Radar Equipment for the Elimination of Echoes from Fixed Objects», *Onde elect.*, 1954, 34, p. 99.
324. T a y l o r, D.: «The Development of Ground Radio-location Aerials with Particular Reference to Height-Finding Systems», *J.I.E.E.*, 1946, 93, pt IIIA, No. 1, p. 40.
325. T a y l o r, D., and W e s t c o t t, C. H.: «Principles of Radar» (University Press, Cambridge, 1948).
326. T e r n e r, C. L.: «Relativistic Consideration of Doppler Shift», *Trans. I.R.E.*, 1959, ANE-6, p. 37.
327. T h a l e r, S., and A s h c r o f t, D. L.: «Radar Beacon System Performance», *Trans. I.R.E.*, 1957, ANE-4, p. 65.
328. T h o m a s, L. G.: «The Tacan Air Navigational System», *Proc. I. R. E. Austral.*, 1958, 19, p. 247.
329. T h o m p s o n, W. J.: «A Practical Application of Phase-Measuring Techniques to Precision Angle and Distance Measurements», *Trans. I.R.E.*, 1957, I-6, No. 1, p. 12.
330. T h o r n e, T. G., and B i l l i n g s, J. A.: «The Performance of Doppler Navigation Systems», *Brit. Commun. Electronics*, 1959, 6, p. 176.
331. T h o u r e l, L.: «Aerials for Fire-Control Radar», *Ann. Radioelect.*, 1956, 11, p. 216.
332. T h o u r e l, L.: «Theory of U.H.F. Phase or Amplitude Comparison Circuits», *Ann. Radioelect.*, 1958, 13, p. 130.
333. T i b e r i o, U.: «Signal-Noise Ratio in Receivers Having an Oscillographic Indicator», *Alta Frequenza*, 1943, 7, p. 316.
334. T i b e r i o, U.: «Minimum Detectable Radar Signal», *Proc. I.R.E.*, 1947, 36, p. 1261.
335. T i b e r i o, U.: «The Reduced Range in a Radar Subjected to an External Noise Generator», *Proc. I.R.E.*, 1954, 42, p. 1791.
- \*336. T i b e r i o, U.: «Echo and Noise in a Radar Subjected to Active Jamming», *Alta Frequenza*, 1952, 21, p. 137.
337. T i n u s, W. C., and H i g g i n s, W. H. C.: «Early Fire-Control Radars for Naval Vessels», *Bell Syst. tech. J.*, 1946, 25, p. 1.
- \*338. T o l b e r t, C. W., S t r a i t o n, A. W., and B r i t t, C. O.: «Phantom Radar Targets at Millimetre Radio Wavelengths», *Trans. I.R.E.*, 1958, AP-6, No. 4, p. 380.
- \*339. T r o f i m o v, K.: «Anti-Aircraft Radiolocation Techniques», *Radio (Moscow)*, 1958, No. 2, p. 27.
340. U r k o w i t z, H.: «An Extension to the Theory of the Performance of Airborne Moving-Target-Indicators», *Trans. I.R.E.*, 1958, ANE-5, p. 210.
341. U r k o w i t z, H.: «Filters for Detection of Small Radar Signals in Clutter», *J. appl. Phys.*, 1953, 24, p. 1024.
- \*342. V e r s t r a t e n, J.: «Test Set for 3-cm Radar Equipment», *Philips telecomm. Rev.*, 1957, 17, No. 4, p. 123.
343. V e r s t r a t e n, J.: «The Transmitter and Receiver Parts of the Ijmuiden Harbour Radar Installation», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1952, 17, p. 168.
344. V e r s t r a t e n, J., and S e p p e n, J. M. G.: «8-mm High-Definition Radar», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1958, 23, No. 1, p. 17.
345. V i c k e r s, T. K.: «Coding Requirements for the ATC Radar Beacon System», *Trans. I.R.E.*, 1957, ANE-4, p. 127.
346. V i c k e r s, T. K., and C r i p p e n, D. S.: «Problems and Applications of the ATC Radar Beacon System», *Trans. I.R.E.*, 1955, ANE-2, June, p. 32.
347. V o s e, A. W., and W i l s o n, F. V.: «Commercial Airborne Weather Radar», *RCA Rev.*, 1958, 19, p. 187.
348. W a l k e r, E. G.: «Factors in the Design of Airborne Doppler Navigation Equipment», *J. Brit. I.R.E.*, 1958, 18, p. 425.
349. W a l l, R. A.: «Radar Jamming Chart», *Electronics*, 1959, 32, December 4th, p. 116.

350. W a r s k o w, M. A.: «Use of ASDE Radar as a Tool in Airport Research Programs», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, pt 5, p. 35.
351. W a t s o n - W a t t, R. A.: «The Evolution of Radio-Location», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 1, p. 11.
352. W a t s o n - W a t t, R. A.: «Three Steps to Victory (Odhams, London, 1957).
- \*353. W h i t e, F. C.: «Is an Airborne System for Collision Avoidance Operationally and Technically Feasible?» *Trans. I.R.E.*, 1957, **ANE-4**, p. 72.
354. W h i t e, W. D.: «Circular Radar cuts Rain Clutter», *Electronics*, 1954, **27**, March, p. 158.
355. W h i t f i e l d, H. R., and C a d e, C. M.: «A Doppler Collision Course Indicator for Use at Sea», *J. Inst. Navig.*, 1958, **11**, p. 81.
356. W h i t f i e l d, H. R., and C a d e, C. M.: «A Mathematical Analysis of Collision-Course Prediction by Doppler Radar», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 385.
357. W i e d e m a n n, G., S c h e l l h o s s, H., and B r u c k m a n n, H.: «One Year's Trials of a Surveillance Radar Installation for Marine Traffic Control at Bremerhaven», *Nachr. Tech. Z.*, 1957, **10**, No. 3, p. 125.
358. W i l d i, M.: «The Suppression of Radar Echoes from Fixed Targets: Application of the Doppler Principle», *Bull. Assoc. Suisse Elect.*, 1954, **45**, p. 1023.
359. W i l k e s, M. V., and R a m s a y, J. A.: «A Theory of the Performance of Radar on Ship Targets», *Proc. Cambridge Phil. Soc.*, 1947, **43**, p. 220.
- \*360. W i l k e r s o n, J. R.: «An MTI Evaluator», *Proc Nat. Electronics Conf.*, 1954, **10**, p. 428.
361. W i l k i n s o n, E. J.: «Slot-Antenna Array for Missiles and Aircraft», *Electronics*, 1959, **32**, February 27th, p. 56.
362. W i l l i a m s, C.: «A Review of Radio Aids to Aeronautical and Marine Navigation», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, Sup. No. 9, p. 196.
363. W i l l i a m s, F. C., R i t s o n, F. J. U., and K i l b u r n, T.: «Automatic Strokes and Recurrence-Frequency Selectors», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 7, p. 1275.
364. W i l l i a m s, F. C., and U t t l e y, A. M.: «The Velodyne», *J.I.E.E.*, 1946, **93**, pt IIIA, No. 7, p. 1256.
365. W i l s o n, I. G., S c h r a m m, C. W., and K i n z e r, J. P.: «High-Q Resonant Cavities for Microwave Testing», *Bell Syst. tech. J.*, 1946, **25**, p. 408.
- \*366. W o l f f, E. A.: «A Method of Making a Radar Self-Calibrating», *Proc. I.R.E.*, 1954, **42**, p. 1521.
367. W o l f f, E. A.: «Radar Performance Nomograph», *Electronics*, 1956, **29**, December, p. 182.
368. W o l f f, I., and L u c k, D. G. C.: «Principles of Frequency Modulated Radar», *RCA Rev.*, 1948, **9**, pp. 50, 352 and 531,
369. W o o d w a r d, J. E., and K i r s h n e r, D. R.: «Design of ASDE Radar Equipment», *Tele-Tech Electronic Industr.*, 1956, **15**, No. 6, p. 86.
370. W o o d w a r d, P. M.: «Information Theory and the Design of Radar Receivers», *Proc. I.R.E.*, 1951, **39**, p. 1521.
371. W o o d w a r d, P. M., and D a v i e s, J. L.: «A Theory of Radar Information», *Phil. Mag.*, 1950, **41**, p. 1001.
372. W r i g h t, L. C., and S h e f t e l, D. J.: «The F.A.A. Philosophy and Programme of Instrument Approach and Landing System Development», *Trans. I.R.E.*, 1959, **ANE-6**, p. 112.
373. W r i g l e y, W., and H o v o r k a, J.: «Fire Control Principles» (McGraw Hill, New York, 1959).
374. W y l i e, F. J.: «A Survey of Five Years' Progress in Marine Radar», *J. Inst. Navig.*, 1954, **7**, p. 59.
375. W y l i e, F. J.: «Siting the Radar Scanner», *J. Inst. Navig.*, 1950, **3**, p. 189.
376. W y l i e, F. J.: «The Use of Radar at Sea» (Hollis and Carter, London, 1952).

377. Y a f e e, M. S., S m i t h, W. F., and S k u l l y, J. B.: «Mobile Radar Pinpoints Mortar Positions», *Electronics*, 1950, **32**, September 18th, p. 34.
378. Z a b l e, W. J.: «A Multi-Object Phase Tracking and Ranging System», *Nat. Conv. Mil. Electronics I.R.E.*, 1959, **3**, p. 187.
379. «Aircraft and Radars», *Telonde*, 1956, No. 2, p. 32.
380. «Aircraft Radio», *Electronics*, 1939, **12**, January, p. 10.
381. «An Improved Marine Radar Equipment», *Engineer*, 1950, **190**, p. 160.
382. «C-Band Weather Radar», *Electronics Engng*, 1955, **27**, p. 20.
383. «Electronics Speeds Traffic», *Electronics*, 1958, **31**, October 31st, p. 15.
384. «Escort'— a Marine Radar with Unusual Features», *Beama J.*, 1959, **66**, p. 57.
385. «First Demonstration of Port Radar Equipment in Germany», *Funktechnik*, 1952, **7**, p. 574.
386. «FM Radar Altimeter», *Electronics*, 1946, **19**, April, p. 130.
387. «Guided Weapons», *Sperry Rev.*, 1958, **4**, No. 4, p. 21.
388. «Harbour Control Radar», *Wireless Wld*, 1951, **57**, p. 105.
389. «Harbour Supervision Radar», *Sperry Rev.*, 1948, **2**, No. 1, p. 7.
390. «London Airport New-Type Radar», *Elect. J.*, 1955, **154**, p. 694.
391. «Marine Radar», *Overseas Engr*, 1953, **27**, p. 97.
392. «Marine Radar Equipment», *Engineer*, 1956, **202**, p. 239.
393. «New Radar Speed Check», *Electronics Engng*, 1958, **30**, p. 556.
394. «No-Hands' Blind Landing», *Wireless Wld*, 1958, **64**, p. 579.
395. «Photo-Projection of C.R. Displays», *Brit. Commun. Electronics*, 1958, **5**, p. 257.
396. «Precision Radar Helght Finder», *Engineering*, 1958, **186**, p. 560.
397. «Proximity Radar Warns Drivers», *Electronics*, 1959, **32**, May 1, p. 62.
398. «Radar», *Encyclopedia Britannica* (University Press, Chicago, 1962).
399. «Radar Development for Air Defence», *Brit. Commun. Electronics*, 1959, **6**, p. 102.
400. «Radar Equipment at the Port of Le Havre», *T.S.F. et T.V.*, 1952, **28**, p. 30.
401. «Radar Guided Missiles», *Wireless Wld*, 1956, **62**, p. 67.
402. «Radar in the Rain», *Electronic Radio Engr*, 1958, **35**, p. 13.
403. «Radar Operation», *Telonde*, 1957, No. 2, p. 16.
404. «Radar Video», *Telonde*, 1956, No. 3, p. 2.
405. «Surveying Instrument for the Precise Measurement of Length», *Engineer*, 1957, **203**, p. 538.
406. «True Motion Radar», *Brit. Commun. Electronics*, 1956, **3**, p. 659.
407. «Two Doppler Navigators», *Brit. Commun. Electronics*, 1957, **4**, p. 551.
408. «3-D Tactical Air-Position Radar in H.M.S. Victorious», *Brit. Commun. Electronics*, 1958, **5**, p. 510.
409. B o d m e r, M. H.: «An Adjustable Polarizer for the Suppression of Rain Echoes in Pulse Radar», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1959, **24**, p. 63.
410. C a v e, P.: «Beam Riding», *Wireless Wld*, 1960, **66**, p. 71.
411. C l e r g u e, J.: «An Auto-Follow System with Discontinuous Inputs», *Onde elect.*, 1959, **39**, p. 345.
412. C o o k, C. E.: «Pulse Compression — Key to More Efficient Radar Transmission», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 130.
413. C o p e l a n d, J. R.: «Radar Target Classification by Polarization Properties», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 1290.
414. F a r m e r, J. C., and W h i t n e y, M. F.: «A Survey of Data Handling for Air Traffic Control», *Proc. I. E.E.*, 1960, **107B**, Sup. No. 19, p. 1.
415. F l a h e r t y, J. M., and K a d a k, E.: «Optimum Radar Integration Times», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 183.
416. G r i m m, H. H.: «Noise Temperature in a Radar System», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 246.
417. G r o l l, H., and V o l l r a t h, E.: «Storage of Compressed Radar Images on Magnetic Tapes», *Nachr. Tech. Z.*, 1959, **12**, p. 113.
418. H i n c k l e y, G. L. F.: «An Experimental System for Automatic Radar

- Target Detection and Digital Coded Plot Extraction and Transmission», *Proc. I.E.E.*, 1960, **107B**, Sup. No. 19, p. 36.
419. Hollis, R.: «False Alarm Time in Pulse Radar», *Proc. I.R.E.*, 1954, **42**, p. 1189.
  420. Klauder, J. R.: «The Design of Radar Signals having both High Range Resolution and High Velocity Resolution», *Bell Syst. tech. J.*, 1960, **39**, p. 809.
  421. Klauder, J. R., Price, A. C., Darling-ton, S., and Alber-sheim, W. J.: «The Theory and Design of Chirp Radars», *Bell Syst. tech. J.*, 1960, **39**, p. 745.
  422. Klemfner, F.: «Application of the Correlation Method to Radar», *Nachr. tech.*, 1959, **9**, p. 507.
  423. McFee, R., and Maher, T. M.: «Effect of Surface Reflections on Rain Cancellation of Circularly Polarized Radar», *Trans. I.R.E.*, 1959, **AP-7**, p. 199.
  424. Muchmore, R. B.: «Aircraft Scintillation Spectra», *Trans. I.R.E.*, 1960, **AP-8**, p. 201.
  425. Scott, J., Randise, D., and Lukacovic, R. P.: «Portable Radar Traces Battlefield Deployment», *Electronics*, 1960, **33**, March 18th, p. 67.
  426. Smith, N. J., and Oakley, B. W.: «Methods of Extracting Radar Data for Automatic Processing», *Proc. I.E.E.*, 1960, **107B**, Sup. No. 19, p. 51.
  427. Soltow, D. R., and Tarble, R. D.: «The Use of a Radar Beacon for Telemetry Precipitation Data», *J. geophys. Res.*, 1959, **64**, p. 1863.
  428. Thompson, M. C., and Vetter, M. J.: «Single-Path Phase-Measuring System for Three-Centimetre Radio Waves», *Rev. sci. Instrum.*, 1958, **29**, p. 148.
  429. «Over-Horizon Radar's Role in Defence», *Electronics*, 1960, **33**, February 5th, p. 28.
  430. «New Missile-Warning Radar Site», *Electronics*, 1960, **33**, March, p. 47.
  431. «Communication Engineering and Radiolocation», *VDI Z.*, 1960, **102**, p. 177.
  432. Naidich, H. H.: «A New Display for FM/CW Radars», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 172.
  433. Kelly, E. J., Reed, I. S., and Root, W. L.: «The Detection of Radar Echoes in Noise. I and II», *J. Soc. ind. appl. Math.*, 1960, **8**, pp. 309 and 481.
  434. Bellio, P.: «Joint Estimation of Delay, Doppler, and Doppler Rate», *Trans. I.R.E.*, 1960, **IT-6**, p. 330.
  435. Marcum, J. I., and Swerling, P.: «Study of Target Detection by Pulsed Radar», *Trans. I.R.E.*, 1960, **IT-6**, p. 59.
  436. Smyth, H. R.: «A Microwave Position-Fixing System», *J. Inst. Navig.*, 1960, **13**, p. 164.
  437. Ruetz, J. A., and Yocom, W. H.: «High-Power Travelling-Wave Tubes for Radar Systems», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 39.
  438. Ohman, G. P.: «Getting High Range Resolution with Pulse-Compression Radar», *Electronics*, 1960, **33**, October 7th, p. 53.
  439. Hersh, H. J., Kaiser, E. J., Kavanagh, F. E., and Reingold, I.: «Electron Tubes and Devices in the 4·3-mm Frequency Range», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MIL-4**, p. 481.
  440. Vieweger, A. L.: «Radar in the Signal Corps», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MIL-4**, p. 555.
  441. White, A. S.: «Application of Signal Corps Radar to Combat Surveillance», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MIL-4**, p. 561.
  442. Kelly, K. K.: «Lightweight Integrated Doppler Navigation System for Army Aircraft», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MIL-4**, p. 565.
  443. Bonney, L. D.: «Radar Ballistic Instrumentation at White Sands Missile Range», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MIL-4**, p. 583.

444. Jerger, J. J.: «Systems Preliminary Design» (Van Nostrand, New York, 1960).
445. Peters, L., and Weimer, F. C.: «Concerning the Assumption of Random Distribution of Scatterers as a Model of an Aircraft for Tracking Radars», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 110.
446. Archer, D. H. R.: «Secondary Surveillance Radar. Parts 1 and 2», *Electronic Engng.*, 1961, **33**, pp. 414 and 490.
447. Querido, H. B.: «Amplitude Comparison Error of a Signal Received by Two Circularly Polarized Antennas due to Off-Axis Ellipticity» *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 222.
448. Van Lambalgen, H., and Van der Plas, J.: «The SGR200 Long-Range Surveillance Radar at Schiphol Airport», *Philips telecomm. Rev.*, 1960, **22**, p. 51.
449. Brett, C. F.: «Parametric Amplifier for Space Probe Tracking», *Electronics*, 1961, **34**, January 27th, p. 41.
450. Lane, J. F.: «Precisely Aligning Doppler Radar Antennas», *Electronics*, 1961, **34**, January 27th, p. 46.
451. Martin, G. E.: «Combining Remote Radars on Central Display», *Electronics*, 1961, **34**, February 17th, p. 124.
452. Woodson, W. L.: «Automatic Radar Beacon identifies Aircraft», *Electronics*, 1961, **34**, February 10th, p. 57.
453. Hansford, R. F.: «Radio Aids to Civil Aviation» (Heywood, London, 1960).
454. Forward, R. L., and Richey, F.: «Effects of External Noise on Radar Performance», *Microwave J.*, 1960, **3**, December, p. 73.
455. Madden, R.: «The Indeterminacies of Measurements using Pulses of Coherent Electromagnetic Energy», *Proc. I.E.E.*, 1961, **108C**, p. 247.
456. Davies, D. E. N.: «A Fast Electronically Scanned Radar Receiving System», *J. Brit. I.R.E.*, 1961, **21**, p. 305.
457. Shaylor, J. S.: «Radio Guidance Elements of the B.L.E.U. Automatic Landing System for Aircraft», *J. Brit. I.R.E.*, 1961, **21**, p. 17.
458. Compté, C. Le, Hilke, O., Seppen, J. M. G., and Verhoeff, W. J.: «The Elbe-Weser Shore-Based Radar System», *Tijdschr. Ned. Radiogenoot.*, 1960, **25**, p. 59.
459. Saunders, W. K.: «Post-War Developments in Continuous-Wave and Frequency-Modulated Radar», *Trans. I.R.E.*, 1961, **ANE-8**, p. 7.
460. Skolnik, M. I.: «An Analysis of Bistatic Radar», *Trans. I.R.E.*, 1961, **ANE-8**, p. 19.
461. Kerr, D.: «S.A.R.A.H.: A U.H.F. (243 Mc/s) Pulse-Coded Air — Sea Rescue System», *J. Brit. I. R. E.*, 1957, **17**, p. 669.
462. Levine, D.: «Antenna Scan Considerations», *Trans. I.R.E.*, 1954, **ANE-1**, March, p. 26.
463. Dawson, L. H.: «Battery-Powered Marine Radar», *Wireless Wld*, 1950, **66**, p. 381.
464. Braun, A. F.: «Techniques and Problems of Tracking Radar», *Bull. schweiz. elektrotech. Ver.*, 1960, **51**, p. 689.
- \*465. Brennan, L. E.: «Angular Accuracy of a Phased Array Radar», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 268.
466. Povejsil, D. J., Raven, R. S., and Waterman, P.: «Airborne Radar Systems» (Van Nostrand, New York, 1961).
467. Eastwood, E.: «Some New Applications of Radar», *Marconi Rev.*, 1961, **24**, p. 53.
468. Meltzer, S. A., and Thaler, S.: «Detection Range Predictions for Pulse Doppler Radar», *Internat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1960, **8**, pt 5, p. 105.
469. Burgess, J. S.: «The Future of Radar», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 32.
470. Sisson, A. R.: «Automatic Frequency Control of Magnetrons», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 45.
- \*471. Kelly, E. J.: «The Radar Measurement of Range, Velocity and Acceleration», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 51.

- \*472. Senf, H. R., Goodwin, F. E., Kiefer, J. E., and Cowans, K. W.: «Masers for Radar Systems Applications», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 58.
- \*473. Adler, R., and Van Slyck, W. S.: «The Electron-Beam Parametric Amplifier as a Radar System Component», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 66.
- \*474. Fowler, C. A., Uzzo, A. P., and Ruvina, A. E.: «Signal Processing Techniques for Surveillance Radar Sets», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 103.
- \*475. Ramp, H. O., and Wingrove, E. R.: «Principles of Pulse Compression», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 109.
- \*476. Goetz, L. P., and Albright, J. D.: «Airborne Pulse-Doppler Radar» *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 116.
477. Cutrona, L. J., Vivian, W. E., Leith, E. N., and Hall, G. O.: «A High-Resolution Radar Combat-Surveillance System», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 127.
- \*478. Gillespie, N. R., Higley, J. B., and MacKinnon, N.: «The Evolution and Application of Coherent Radar Systems», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 131.
479. Gehrels, E., and Parsons, A.: «Interferometer Techniques applied to Radar», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 139.
480. Simpson, M.: «New Techniques in Three-Dimensional Radar», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 146.
481. Blake, L. V.: «Recent Advancements in Basic Radar Range Calculation Technique», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 154.
482. Ross, G. F., and Schwartzman, L.: «Prediction of Coverage for Trans-horizon HF Radar Systems», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 164.
483. Young, R. E.: «Aircraft Landing Techniques — and the Future», *Electronic Engng*, 1961, **33**, p. 496.
- \*484. Ogg, F. C.: «Steerable Array Radars», *Trans. I.R.E.*, 1961, **MIL-5**, p. 80.
485. Ricardi, L. J., and Niro, L.: «Design of a Twelve-Horn Monopulse Feeds», *Internat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1961, **9**, pt 1, p. 49.
486. Hannan, P. W., and Lorth, P. A.: «A Monopulse Antenna having Independent Optimization of the Sum-and-Difference Modes», *Internat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1961, **9**, pt 1, p. 57.
487. Mooney, D., and Ralston, G.: «Performance in Clutter of Airborne Pulse MTI, CW Doppler, and Pulse Doppler Radar», *Internat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1961, **9**, pt 5, p. 55.
488. Waite, A. H., and Schmidt, S. J.: «Gross Errors in Height Indication from Pulsed Radar Altimeters operating over Thick Ice or Snow», *Internat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1961, **9**, pt 5, p. 38.
489. «New System for the Detection of Obstacles at Sea», *Rev. gen. Elect.*, 1936, **39**, p. 29D, and *Wireless Wld.*, 1935, **37**, p. 491.
490. «Microwaves to detect Aircraft», *Electronics*, 1935, **8**, September, p. 18.
491. Smith, N. J., and Higgs, P. F.: «A Cathode-Ray-Labelled Plan Display», *Proc. I.E.E.*, 1960, **107B**, Sup. No. 19, p. 54.
492. Eichler, E.: «Limitations of Angular Radar Resolution», *Nat. Conv. Mil. Electronics I.R.E.*, 1960, **4**, p. 249.
493. Chang, S. Y., and Stabilito, V.: «An Experimental Study of Monopulse Technique for Ground Clutter Discrimination», *Nat. Conv. Mil. Electronics I.R.E.*, 1960, **4**, p. 521.
494. Lanza, F. C.: «Continuous-Wave Range System», *Nat. Conv. Mil. Electronics I.R.E.*, 1960, **4**, p. 517.
495. Anderson, D. B., and Wells, D. R.: «A Note on the Spatial Information available from Monopulse Radar» *Nat. Conv. Mil. Electronics I.R.E.*, 1961, **5**, p. 268.
496. Harmer, J. D., and O'Hara, W. S.: «Some Advances in CW Radar Techniques», *Nat. Conv. Mil. Electronics I.R.E.*, 1961, **5**, p. 311.
497. Lange, F. H.: «Development Trends of Modern Location Techniques: Correlation Location Methods», *Nachr. tech. Z.*, 1961, **11**, p. 2.

498. Pusch, G.: «The Echo Box, its Theory and Application in Radar Techniques», *Nachr. Tech. Z.*, 1961, **14**, p. 169.
499. Schrader, W. W.: «Reducing Clutter in Air-Route Surveillance Radar», *Electronics*, 1962, **35**, January 26th, p. 37.
500. King, N. H.: «Principles of Monopulse Radar», *A.W.A. tech. Rev.*, 1962, **12**, p. 1.
501. DeSoto, C. B.: «Radar Techniques», *QST*, 1945, **29**, No. 4, p. 20, No. 5, p. 46, No. 6, p. 44, and No. 8, p. 48.
502. Smith-Rose, R. L.: «Radiolocation: I — Basic Principles: II History of its Development», *Wireless Wld*, 1945, **51**, pp. 34 and 66, and *Elect. Commun.*, 1945, **22**, p. 171.
503. Marconi, G.: «Microwave Wireless Beacon for Harbour Entrance or Navigation over a Complex Prearranged Course», *Marconi Rev.*, 1934, No. 49, p. 27.
504. Greenslit, C. L.: «A Thunderstorm Avoidance Radar for Civil Aircraft», *Trans. I.R.E.*, 1954, **ANE-1**, No. 3, p. 7.
505. Post, E. A.: «The Operational Applications of Airborne Radar», *Trans. I.R.E.*, 1954, **ANE-1**, No. 3, p. 15.
506. Elie, M., Gutton, H., Hugon, M., and Ponte, M.: «Detection of Obstacles to Navigation without Visibility», *Bull. Soc. Franc. Elect.*, 1939, 9, p. 345.
507. White, R. N.: «Airborne Doppler Radar Navigation of Jet Transport Aircraft», *Trans. I.R.E.*, 1962, **ANE-9**, p. 11.
508. Latmiral, G., and Sposito, A.: «Radar Corner Reflectors for Linear or Circular Polarization», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1962, **66D**, p. 23.
509. Nester, W. H.: «A Study of Tracking Accuracy in Monopulse Phased Arrays», *Trans. I.R.E.*, 1962, **AP-10**, p. 237.
510. Waite, A. H., and Schmidt, S. J.: «Gross Errors in Height Indication from Pulsed Radar Altimeters Operating over Thick Ice or Snow», *Proc. I.R.E.*, 1962, **50**, p. 1515.
511. «Medium-Range Radar Equipment», *Telefunken Z.*, 1961, **34**, p. 13.
512. Delaney, W. P.: «An RF Multiple Beam-Forming Technique», *Trans. I.R.E.*, 1962, **MIL-6**, p. 179.
513. Brown, W. M., and Palermo, C. J.: «Theory of Coherent Systems», *Trans. I.R.E.*, 1962, **MIL-6**, p. 187.
514. Root, W. L.: «Radar Resolution of Closely Spaced Targets», *Trans. I.R.E.*, 1962, **MIL-6**, p. 197.
515. Hausz, W., and Zachary, R. A.: «Phase — Amplitude Monopulse System», *Trans. I.R.E.*, 1962, **MIL-6**, p. 140.
- \*516. Cutrona, L. J., and Hall, G. O.: «A Comparison of Techniques for Achieving Fine Azimuth Resolution», *Trans. I.R.E.*, 1962, **MIL-6**, p. 119.
517. Craig, S. E., Fishbein, W., and Rittenbach, O. E.: «Continuous-Wave Radar with High-Range Resolution and Unambiguous Velocity Determination», *Trans. I.R.E.*, 1962, **MIL-6**, p. 153.

\* \* \*

3. Эндрьус. Радиолокационные станции для небольших судов. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, вып. 3, стр. 124.
4. Энслоу. Связанная и радионавигационная аппаратура на самолете «Британия». «Вопросы радиолокационной техники», 1956, вып. 5, стр. 109.
19. Бергер. Особенности измерения скорости с использованием эффекта Допплера. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, вып. 2, стр. 3.
20. Бергер. Проектирование самолетных систем измерения скорости, использующих эффект Допплера. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, вып. 4, стр. 127.
26. Блэйк. Эффективное число импульсов на ширину диаграммы в радиолокационных станциях, ведущих обзор пространства. «Вопросы радиолокационной техники», 1953, вып. 6, стр. 29.

30. Б о и е м, Б л е й к. Радиолокационные отражения от птиц и насекомых. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, вып. 6, стр. 172.
32. Б у и, К л е м а и, Ф р е м ь о. Экспериментальное исследование влияния круговой поляризации на эхо-сигналы от дождя. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, вып. 3, стр. 178.
35. Б у в ь е. Радиолокационные станции с автоматическим сопровождением цели. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, вып. 3, стр. 48.
38. Б р э н т л и. Радиолокационный метод предотвращения столкновения самолетов. «Вопросы радиолокационной техники», 1955, вып. 3, стр. 000.
39. Б р э н т л и. Точность показаний радиолокационных измерителей скорости. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, вып. 6, стр. 95.
43. Б р о к н е р Ч. Угловые ошибки радиолокационных станций; автоматически сопровождающих цель. «Вопросы радиолокационной техники», 1951, вып. 6, стр. 3.
57. Б ы с т р о в Г. Н. К вопросу о зависимости между наблюдаемостью объекта и числом «освещающих» импульсов. «Радиотехника», 1956, т. 11, № 2, стр. 74.
60. К а п е л л и. Радиовысотомер. «Вопросы радиолокационной техники», 1955, вып. 5, стр. 185.
76. К о х е н, А р а м и. Субминиатюрный маяк для управляемых снарядов. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, вып. 4, стр. 191.
104. Д а н н, Х о в а р д. Влияние автоматической регулировки усиления на точность сопровождения целей моноимпульсными радиолокационными системами. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, вып. 5, стр. 157.
105. Д а н и, Х о в а р д, К и н г. Влияние флюктуаций эхо-сигнала на работу радиолокационных станций сопровождения цели. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, вып. 6, стр. 96.
106. И с т в у д, Б л е й к м о р, У и т т. Радиолокационная станция на волне 50 см с когерентной системой индикации движущихся целей. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, вып. 5, стр. 67.
120. Ф р и д м а н. Разрешающая способность радиолокационных станций. «Вопросы радиолокационной техники», 1952, вып. 1, стр. 51.
121. Ф р и д. Анализ принципов и характеристик доплеровских навигационных систем. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, вып. 1, стр. 99.
132. Г а р р е т. Устройство и применение корабельной радиолокационной станции. «Вопросы радиолокационной техники», 1952, вып. 2, стр. 31.
133. Г а р р е т. Аэродромная радиолокационная станция управления воздушным движением. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, вып. 5, стр. 206.
136. Д ж о р д ж. Флюктуации сигналов самолетной радиолокационной станции, отраженных от земли. «Вопросы радиолокационной техники», 1953, вып. 5, стр. 58.
141. Г о л ь д б е р г. Местный гетеродин для радиолокационных станций с непрерывным излучением. «Вопросы радиолокационной техники», 1955, вып. 6, стр. 82.
147. Г р и н, Ф и ш е р, Ф е р ь у с о н. Аппаратура для испытания радиолокационных станций сантиметрового диапазона. «Вопросы радиолокационной техники», 1951, вып. 3, стр. 3.
150. Г р о в е р. Универсальная самолетная радиолокационная станция. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, вып. 3, стр. 161.
164. Х а н с ф о р д, К о л л и с. Выбор волн для радиолокационных станций. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, вып. 5, стр. 129.
165. Х а р д и н, С а л е р н о. Миниатюрная радиолокационная станция 3-сантиметрового диапазона с высокой разрешающей способностью. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, вып. 4, стр. 153.
168. Х а р р и с. Некоторые вопросы вторичной радиолокации. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, вып. 4, стр. 52.

173. Хоукинс, Плэнт. Ухудшение характеристик радиолокационной станции в тумане и дожде. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, вып. 6, стр. 137.
176. Гершкович, Детап. Параметры радиолокационной станции с разностом частот. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, вып. 3, стр. 3.
188. Дженкинс, Эванс, Уоллес, Чамберс. Радиолокационная станция общего назначения, дающая высокую точность. «Вопросы радиолокационной техники», 1954, вып. 4, стр. 79.
193. Калмус. Указатель направления, использующий эффект Допплера. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, вып. 1, стр. 117.
198. Кэйе. Обзор технического применения теплопередачи в электронике. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, вып. 2, стр. 59 и № 3, стр. 64.
203. Класс. Радиолокационная станция с увеличенной дальностью действия, использующая метод разноса частот. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, вып. 3, стр. 21.
215. Левиш. Подвижная точная радиолокационная станция для управления посадкой самолетов. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, вып. 6, стр. 144.
219. Лог. Измерение скорости подъема самолета с помощью радиолокационной станции, использующей эффект Допплера. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, вып. 5, стр. 141.
223. Макфи, Мэхир. Влияние отражений от земной поверхности на подавление эхо-сигналов от дождя в радиолокационных станциях с круговой поляризацией. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, вып. 6, стр. 146.
226. Мак-Махон. Допплеровская навигационная система типа AN/APN-81. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, вып. 5, стр. 189.
227. Манхеймер. Самолетная радиолокационная станция, как средство навигации. «Вопросы радиолокационной техники», 1955, вып. 5, стр. 172.
239. Милрайт. Радиомаяк для опознавания кораблей. «Вопросы радиолокационной техники», 1954, вып. 6, стр. 149.
250. Нортон, Омберг. Максимальная дальность действия радиолокационных станций. Пер. с англ., под ред. Б. Ф. Высоцкого. Изд-во «Советское радио», 1947.
257. Перов Г. И. Расчет эффективной отражающей поверхности цели на сантиметровых волнах. «Радиотехника», 1956, № 11, стр. 57.
271. Родс. Введение в моноимпульсную радиолокацию. Пер. с англ., под ред. Л. Д. Бахраха. Изд-во «Советское радио», 1960.
272. «Радиолокационная техника», т. 1 и 2. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1949.
276. Робертсон. Отражающие объекты для самолетного радиолокатора на сантиметровых волнах. «Вопросы радиолокационной техники», 1951, вып. 1, стр. 137.
283. Сарджент. Обнаружение движущейся цели импульсно-доплеровским методом. «Вопросы радиолокационной техники», 1955, вып. 2, стр. 23.
291. Шнейдер Э. Радиолокация. Пер. с англ. Изд-во «Советское радио», 1947.
299. Сэппен, Верстрэтен. Радиолокационная станция на волне 8 мм с высокой разрешающей способностью. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, вып. 2, стр. 96.
303. Зиберт. Общие закономерности обнаружения целей при помощи радиолокации. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, вып. 5, стр. 3.

312. С о м м е р. Усовершенствованная радиолокационная станция наведения, работающая по методу одновременного сравнения фаз. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, вып. 1, стр. 35.
315. С т е р н л и х т. Имитатор целей и помех радиолокационным станциям. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, вып. 1, стр. 130.
316. С т р а й д. Понсковая радиолокационная станция для гражданских самолетов. «Вопросы радиолокационной техники», 1953, вып. 3, стр. 114.
318. С т р а й д. Самолетная радиолокационная станция обнаружения зон, опасных для полетов. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, вып. 4, стр. 109.
320. Ш т ю б е р. Применение искусственных отражающих объектов в радиолокации. «Вопросы радиолокационной техники», 1951, вып. 1.
321. С т ь ю л ь е н д. Ошибки в кораблеводении. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, вып. 4, стр. 169.
322. С в е р л и н г. Максимальная точность определения угловых координат импульсной радиолокационной станцией. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, вып. 2, стр. 3.
336. Т и б е р и о. Уменьшение дальности действия радиолокационной станции под влиянием внешнего генератора шума. «Вопросы радиолокационной техники», 1955, вып. 3, стр. 000.
338. Т о л б е р т, С т р е й т о н, Б р и т т. Ложные цели на миллиметровых волнах. «Радиотехника и электроника за рубежом», 1959, вып. 2.
339. Т р о ф и м о в К. Н. Радиолокационная техника ПВО. «Радио», 1958, № 2, стр. 27.
342. В е р с т р е й т е н. Комплект испытательных приборов для радиолокационной станции на волне 3 см. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, вып. 6, стр. 184.
353. У а й т. Разработка самолетной аппаратуры для предотвращения столкновений в воздухе, удобной в эксплуатации. «Вопросы радиолокационной техники», 1958, вып. 2, стр. 177.
360. У и л к е р с о н. Испытательный прибор для проверки индикаторов движущихся целей. «Вопросы радиолокационной техники», 1956, вып. 1, стр. 123.
366. У о л ф ф. Метод самокалибровки радиолокационных станций. «Вопросы радиолокационной техники», 1955, вып. 2, стр. 92.
465. Б р е н н а н. Точность измерения угловых координат радиолокатором с антенной в виде фазированной решетки. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 1, стр. 17.
471. К е л л и. Радиолокационное измерение дальности, скорости и ускорения. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 2, стр. 35.
472. С э н ф, Г у д в и н, К и ф е р, К о в а н с. Квантовые усилители в радиолокационных системах. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 1, стр. 74.
473. А д л е р, В а н С л и к. Электронный параметрический усилитель как элемент радиолокационных систем. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 1, стр. 61.
474. Ф а у л е р, У з з о, Р а в и н. Обработка сигналов обзорного радиолокатора. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 3, стр. 55.
475. Р а м п, У и н г р о в. Принципы сжатия импульса. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 9, стр. 15.
476. Г о т ц, О л б а й т. Самолетная импульсно-доплеровская радиолокационная станция. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 2.
478. Ж и л е с п и, Х и г л и, М а к - к и н н о н. Развитие и применение когерентных радиолокационных систем. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 3, стр. 41.
484. О г г. Радиолокаторы с электрически управляемыми антеннами. «Зарубежная радиоэлектроника», 1962, № 5, стр. 47.
516. К а т р о н а, Х о л л. Сравнение различных способов достижения высокой азимутальной разрешающей способности. «Зарубежная радиоэлектроника», 1963, № 2, стр. 3.

## ГЛАВА 26

# ТЕХНИКА РАДИО- И РАДИОЛОКАЦИОННОЙ АСТРОНОМИИ

### 26.1. ПРАКТИЧЕСКИЕ СТОРОНЫ ВОПРОСА

#### 26.1.1. Общие принципы

В настоящее время радиоастрономия связана главным образом с высокочастотным электромагнитным излучением, падающим на Землю, тогда как радиолокационная астрономия изучает отражение небесными телами падающего излучения. Основным содержанием наблюдений является измерение радиочастотной мощности, получаемой на выходе антенной системы с заранее известной направленностью. Диапазон используемых частот ограничен снизу отражением от ионосферы, а сверху поглощением в атмосфере и лежит в пределах от 20 *Мгц* до 200 *Гц*.

Радиоизлучение внеземного происхождения впервые наблюдалось Янским [140, 141] в виде шумов случайного характера на частоте 20 *Мгц*; это излучение казалось приходящим из центра местной галактики. Позднее радиоизлучение Солнца наблюдали на частотах: 44—85 *Мгц* — Хэй [131], 3 и 10 *Гц* — Саусворт [250], 160 и 480 *Мгц* — Ребер [220, 221, 222, 223]. Совершенствование аппаратуры привело к открытию большого числа новых источников радиоизлучения; к 1956 г. число источников, открытых в обоих полушариях, составляло 2000 [175]. Эти успехи радиоастрономии и ее общие принципы описаны в ряде обзорных работ [50, 70, 115, 125, 133, 156, 204, 207, 229, 255, 287, 347, 359, 369].

Так как сигналы, наблюдаемые с помощью радиоастрономических устройств, обычно обладают характеристиками случайного шума, то принимаемая мощность пропорциональна полосе пропускания измерительной аппаратуры. Излучение может приниматься от диф-

фузного источника, занимающего телесный угол, значительно превышающий телесный угол антенного луча, или от источника, противоположащего малому телесному углу известной или неизвестной величины. Сила излучения обычно выражается в единицах плотности потока излучения или облучения  $N$ , определяемой как поток мощности через единицу площади фронта волны в точке приема. Эта величина пригодна для измерений излучения от дискретных источников. Излучение от диффузного источника принято характеризовать яркостью или лучистостью  $N$ , которая определяется как поток

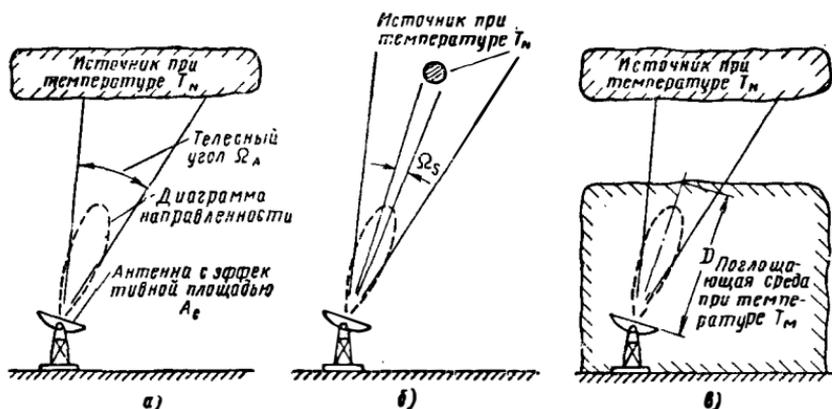


Рис. 26. 1. Условия при оценке шумовой температуры антенны.

Указанные условия соответствуют случаям, когда антенна направлена на: а — определенный источник; б — малый источник; в — источник через поглощающую среду.

мощности, проходящий через единицу площади, отнесенный к единичному телесному углу. Индексом  $\nu$  обозначают спектральные величины, при вычислении которых берется поток мощности на единицу полосы. Так как антенны, используемые на практике, восприимчивы к волнам только с одной поляризацией, мощность сигнала, поступающего к приемнику, не превышает половины мощности излучения, приходящего к антенне.

Предположим, что антенна со средней действующей шириной луча  $\Omega_A$  направлена к диффузному источнику излучения, как показано на рис. 26.1, а. При этом может быть получена мощность, равная

$$P = \frac{1}{2} N_{\nu} A_e \Omega_A \nu_b. \quad (26.1)$$

С другой стороны, источник может быть охарактеризован шумовой температурой  $T_N$ , определяемой как температура абсолютного черного тела, противоположащего тому же телесному углу и доставляющего такой же поток мощности теплового излучения, что и рассматриваемый реальный источник.

Тогда на основании формулы Найквиста и приближения Релея — Джинса для радиочастот [см. (16.4.1)] получим

$$P = kT_N \nu_b. \quad (26.2)$$

Так как  $A_e \Omega_A = \lambda^2$ , то шумовая температура, исходя из выражений (26.1) и (26.2), определяется так:

$$T_N = N, \lambda^2 / 2k. \quad (26.3)$$

Для дискретных источников, представленных на рис. 26.1, б и занимающих телесный угол  $\Omega_S$ , малый по сравнению с  $\Omega_A$ , спектральное излучение становится равным

$$H_\nu = N, \Omega_S = 2kT_N \Omega_S / \lambda^2. \quad (26.4)$$

Принимаемая при этом мощность шума равна просто  $\frac{1}{2} H_\nu A_e \nu_b$ , которая с учетом выражений (26.3) и (26.4) после подстановки в (26.2) может рассматриваться как величина мощности, излучаемой абсолютно черным телом, имеющим температуру  $T_A$ , равную

$$T_A = T_N (\Omega_S / \Omega_A). \quad (26.5)$$

Температуры  $T_N$  для диффузных и  $T_N (\Omega_S / \Omega_A)$  для дискретных источников представляют собой эквивалентные температуры антенны в условиях равновесия системы\*. Если дискретный источник с эффективной температурой  $T'_N$  расположен над диффузным источником фона с эффективной температурой  $T''_N$ , то отношение мощностей шумов, принимаемых антенной (или эквивалентных температур), будет равно  $\Omega_S T'_N / \Omega_A T''_N$ .

На антенную температуру влияет поглощающая среда, через которую проходит излучение, как представлено на рис. 26.1, в. Если толщина среды с термодинамической температурой  $T_M$  равна  $D$ , то мощность шума, обусловленная источником и воспринимаемая антенной, равна

$$P_1 = kT_N \nu_b e^{-aD}. \quad (26.6)$$

Если  $T_N = T_M$ , общая принимаемая мощность становится равной  $kT_M \nu_b$ . Следовательно, вводя понятие относительного ослабления, определяемого как

$$a = 1 - e^{-aD}, \quad (26.7)$$

можно выразить часть мощности излучения среды, воспринимаемую антенной, в виде

$$P_2 = akT_M \nu_b. \quad (26.8)$$

Следовательно, суммарная принимаемая мощность будет равна

$$P = P_1 + P_2 = k\nu_b [aT_M + (1 - a)T_N], \quad (26.9)$$

\* Имеется в виду термодинамическое равновесие системы: источник излучения — антенна. (Прим. ред.)

где величина в скобках представляет собой новое значение эквивалентной температуры антенны. Результирующее выражение (26.9) является совершенно общим и его можно применить как к поглощению, так и к излучению, причем поглощающая среда может находиться вблизи источника или антенны, или же представлять по существу часть фидерной системы. Из этого равенства следует, в частности, что при отсутствии источника ( $T_N = 0$ ) эквивалентная температура антенны равна  $aT_M$ .

### 26.1.2. Приемные системы

Ввиду того, что обычно значения эффективных температур антенн малы, в качестве приемников большей частью используются нулевые радиометры, описанные в разд. 16.4. Источником опорного сигнала может быть обычное небо или согласованная нагрузка при

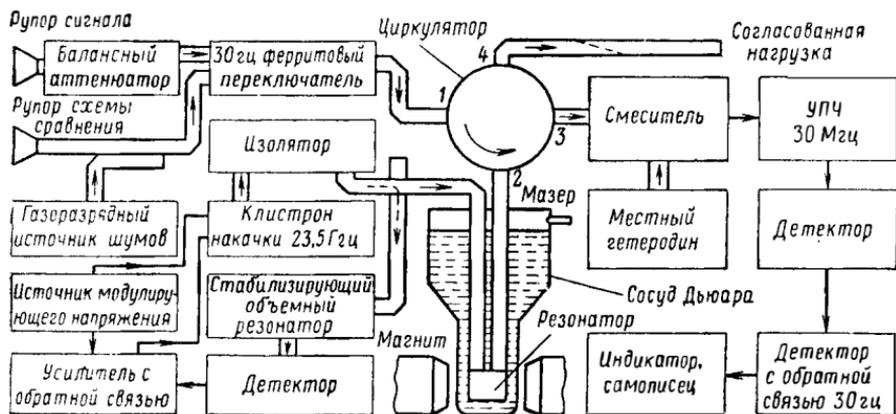


Рис. 26. 2. Радиометр с мазером для радиоастрономических измерений. Частота 9,5 Гц. Радиометр установлен в фокусе параболаида диаметром 15 м. (См. [106].)

низкой температуре. Сравнение производится на частотах, достаточно высоких для того, чтобы шум, обусловленный флюктуацией усиления приемника, стал ничтожно малым. В этом случае чувствительность приемника будет ограничена лишь собственными шумами, среднеквадратичное значение которых в градусах Кельвина равно

$$\overline{\Delta T} \approx (\text{шумовая температура приемника}) \times (\nu_b \tau)^{-1/2}, \quad (26.10)$$

где  $\tau$  — постоянная времени интегрирующей цепи. При значениях шумовой температуры приемника, равной  $4000^\circ \text{K}$ , полосе пропускания  $1000 \text{ МГц}$  и времени интегрирования, равном  $100 \text{ сек}$ , можно получить значение  $\Delta T$ , близкое к  $0,01^\circ \text{K}$  [54, 90]. Методы усиления и синхронного детектирования в большинстве случаев подобны методам, применяемым в обычных приемниках, хотя с точки зрения

температурных измерений целесообразно использование малошумящих усилителей, описанных в гл. 17 [282, 310, 311, 312, 350, 351, 353, 354, 370, 382].

В качестве примера на рис. 26.2 приведена схема радиометра, работающего в диапазоне 9,5 Гц с использованием мазера. Мазер помещен [13, 106] в фокусе параболоида диаметром 15 м. Для попеременного подключения антенны и рупора опорного сигнала ко входу приемника применен ферритовый коммутатор [187]. Рупор сравнения направлен на небо. Для изоляции мазера от излучения приемника применен четырехплечий циркулятор. Мощность накачки 30 мвт поступала от клистронного генератора, частота которого стабилизировалась объемным резонатором, предотвращающим медленный уход частоты. Гелий откачивался до давления около 2 мм рт. ст через 3-дюймовую трубку, ведущую к насосу, укрепленному на обратной поверхности отражателя. В этой схеме было достигнуто эффективное значение шумовой температуры, равное 85° К, из которых 20° К приходилось на шумы антенны. Минимальный наблюдавшийся флюктуационный порог радиометра равнялся приблизительно 0,04° К при времени интегрирования, равном 5 сек, что в 12 раз лучше, чем у обычных приемников. Примерно такие же характеристики были получены на частотах 1,42 Гц [358] и 8,7 Гц [331, 348]. В радиометре, работающем на частоте 8,7 Гц, для сравнения сигналов был применен так называемый двухрупорный метод, основанный на использовании двух несколько смещенных идентичных первичных облучателей.

Приемник нового типа, представляющий собой динамический спектроанализатор, применяли Гудман и Лебенбаум [107]. В течение секунды этот приемник обеспечивал 3-кратный просмотр диапазона 90—580 МГц, разбитого на три перекрывающихся поддиапазона. Устройство в целом состоит из нескольких приемников с качающейся частотой настройки, последовательно перекрывающих заданный диапазон частот. Выходные сигналы приемников подаются на индикатор, в котором использованы электронно-лучевые трубки с высокой разрешающей способностью. Электронно-лучевые трубки размещены друг над другом; развертка вертикальная, причем положение луча на развертке определяется частотой настройки соответствующего приемника, а интенсивность свечения пропорциональна силе принимаемого сигнала. Блок-схема типичных приемника и индикатора приведена на рис. 26.3. Три осциллографические трубки расположены предельно близко, поэтому возможна непрерывная фотозапись на подвижную пленку изменений частоты, времени и интенсивности с помощью лишь одного фотоаппарата.

Приемник, работающий в более высокочастотном диапазоне 300—580 МГц, имеет коэффициент шума 6,6 дБ с отклонением по диапазону  $\pm 1$  дБ. Позднее метод качания частоты был распространен на диапазон 2—4 Гц и при этом в качестве местного гетеродина была использована лампа обратной волны; балансный смеси-

тель преобразовывал и детектировал входные высокочастотные сигналы непосредственно в сигналы видеочастоты, которые после усиления подавались на индикаторы [330, 346].

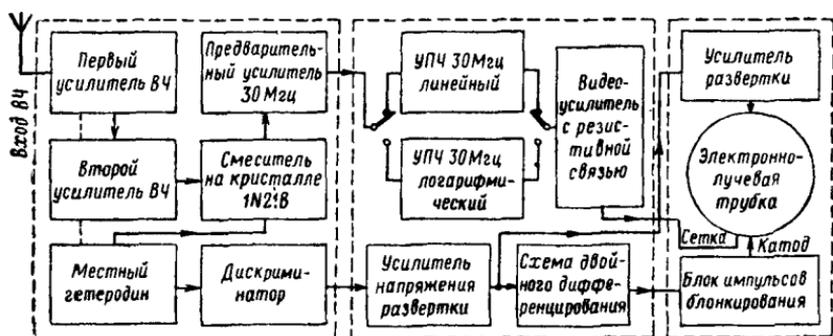


Рис. 26. 3. Типичный приемник с качающейся частотой и индикатор. Настройка первого и второго высокочастотного усилителя сопряжена с настройкой местного гетеродина. (См. [107].)

На рис. 26.4 приведена блок-схема радиометра, который использовал Лилли и Мак-Клэйн [171] для наблюдения спектральной линии излучения. В этом радиометре использовано два полосо-

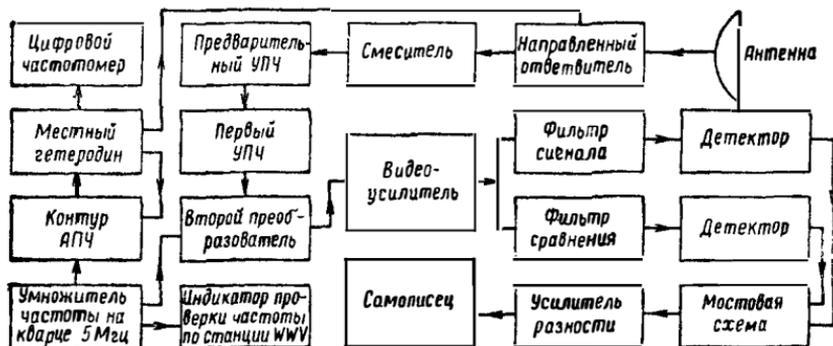


Рис. 26. 4. Радиометр спектральной линии.

Разность энергий, проходящих через фильтры сигнала и сравнения, фиксируется с помощью самописца. (См. [171].)

вых фильтра, один из которых с полосой пропускания около 2 Мгц служит при сравнении в качестве опорного для другого фильтра, настроенного на требуемую спектральную линию. В приемнике применены кристаллический смеситель и двойное преобразование частоты, причем перестройка в пределах спектра поддиапазона частот относительно фильтров сигнала и сравнения осуществлялась изменением частоты стабильного местного гетеродина. Разность энергий на выходах фильтров регистрировалась с помощью самописца.

## 26.2. РАДИОТЕЛЕСКОПЫ

### 26.2.1. Однолепестковые антенны

Измерения внеземных источников излучения производятся с помощью специальных антенн, называемых радиотелескопами [24, 27, 231, 233]. Радиотелескопы подразделяются на однолепестковые антенны, многолепестковые интерферометры и поляриметры. Если антенна обладает достаточно высокой разрешающей способностью (ширина лепестка мала), то источник сравнительно малого углового диаметра можно отличить от источника диффузного рассеяния. Направление антенного лепестка определяет местоположение источника, которое может быть выражено азимутом и углом места для земных координат, склонением и прямым восхождением для звездных координат, долготой и широтой для галактической системы координат. Измерение размеров и интенсивности включает в основном сравнение мощности, принимаемой антенной, направленной на источник, с мощностью, принимаемой антенной, отклоненной от источника.

При сканировании антенным лучом по дискретному источнику измеренное распределение энергии получается более сглаженным по сравнению с истинным. Это происходит вследствие того, что измеренное распределение представляет собой свертку истинного распределения и диаграммы направленности антенны, построенной в полярных координатах [144]. Несмотря на то, что точное восстановление невозможно и некоторые детали истинного распределения безвозвратно теряются, используется ряд методов коррекции. Брэйсуэлл и Робертс исследовали метод последовательных приближений [37], причем Робертс доказал невозможность однозначного решения. Брэйсуэлл разработал также более простой метод восстановления — хордовое построение [41, 42, 43], и показал [36, 39, 44], что неопределенность для частного решения может быть разрешена путем выделения главного решения [334].

Во многих радиотелескопах используются антенны с узкой игольчатой диаграммой направленности; конструкции таких антенн весьма разнообразны [25]. На низких частотах диапазона, а также в тех случаях, когда острая направленность не важна, антенна Яги дает механически легкую структуру. Используются также решетки из полуволновых диполей с боковым излучением, но применение их ограничено из-за небольшой полосы частот. Для более высоких частот пригодны спиральные и рупорные антенны, а также антенны типа уголковых отражателей.

Ценой некоторых затрат [91, 341, 366] радиотелескопы с параболическими антеннами можно превратить в системы, следящие по углам склонения и прямого восхождения. Типичные размеры параболюидов: диаметр 3 м для частоты 70 Гц [66] и 25 м для частоты 1,42 Гц. В одном из очень больших радиотелескопов [50, 715, 176] рефлектор диаметром 75 м установлен на двух стальных

башнях на высоте 52 м от земли. Качание по углу места осуществляется с помощью электродвигателя и редуктора, большая шестерня которого имеет диаметр 7,7 м. Башни установлены на тележках, которые могут перемещаться в азимутальной плоскости по двойному рельсовому пути с расстоянием между рельсами 5,2 м, уложенному по кругу диаметром 107 м. Поверхность параболоида представляет собой сплошную мембрану, изготовленную из сварных стальных листов; ширина диаграммы направленности равна  $9^\circ$  на частоте 30 Мгц и  $0,9^\circ$  на частоте 300 Мгц. При благоприятных условиях форма рефлектора отличается от идеальной не более чем на  $\pm 1,5$  см, что позволяет использовать рефлектор на частотах до 1,42 Ггц. Рассматривается проект еще большего радиотелескопа с параболическим рефлектором диаметром 183 м [178]; на частоте 1,42 Ггц такая антенна должна обеспечить разрешающую способность около  $5'$ . Отражающая поверхность образуется экраном из алюминиевых проволок; для компенсации ветровых, температурных и гравитационных возмущений отдельные панели регулируются следящей системой. Для наведения антенны по направлению с точностью до  $30''$  дуги будет использована инерциальная система с гироскопами. Параболический отражатель диаметром 25 м собран из большого числа треугольных ячеек, которые для обеспечения точного контура регулируются по отдельности [296]. Такой тщательный расчет и изготовление [381] необходимы вследствие того, что искажения приводят к ухудшению диаграммы направленности [332, 368]. В одной из применяющихся на практике схем [333, 337, 339] для контроля и регулировки фазового фронта использованы газоразрядные трубки, создающие модулированные отражения.

По своей природе параболоиды являются широкополосными структурами, поэтому их диапазонность определяется главным образом конструкцией первичных облучателей. Например, для параболоида диаметром 8,5 м использована система облучателей [142], работающая в диапазоне частот с отношением 40 : 1. При этом диапазоны 300—600 Мгц и 2—4 Ггц перекрывались облучателями в виде электромагнитных рупоров, возбуждаемых прямоугольными волноводами; облучателем в диапазоне 100—180 Мгц являлась система, состоящая из двух диполей и плоского отражателя, а в диапазоне 160—320 Мгц — из диполя с уголкового отражателем.

Конструкция радиотелескопа может быть удешевлена, если для частичного сканирования пространства используется собственное вращение Земли. Например, для работы на 1,42 Ггц было предложено использовать неподвижный параболоид диаметром 150 м. В антенне с частично управляемой диаграммой на 250 Мгц используется решетка из 96 спиралей с горизонтальным и вертикальным раскрывом соответственно 49 и 6,1 м.

В результате успешных экспериментов по моделированию был построен новый радиотелескоп с частично управляемой диаграммой для работы в диапазоне от 20 Мгц до 2,2 Ггц [160, 162, 163, 164,

332]. Устройство состоит в основном из неподвижного параболоида и наклоняемого плоского отражателя. Высота параболоида равна 21 м, а длина — 108 м; оси параболоида совпадают с плоскостью Земли и проходят через главный фокус. Отражающая поверхность состоит из вертикальных омедненных стальных проводов, отстоящих друг от друга на расстоянии 2,54 см и подвешенных на регулируемых скобках. Ширина и длина плоского отражателя равны 30 м, но по длине он разделен на секции по 6 м каждая, снабженные

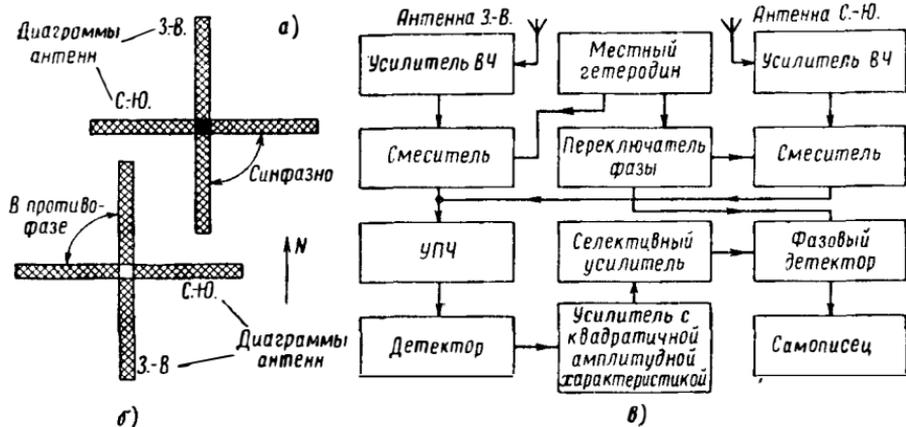


Рис. 26. 5. Крестообразная антенна и схема приемного устройства:  
 а — веерообразная диаграмма при синфазном включении; б — при противофазном включении; в — блок-схема приемника; прием ведется только на частоте 85,5 Мгц. (См. [195].)

поворотными механизмами. Наклон, который придается отражателю относительно земли, может изменяться от 32 до 82°, так что приемная диаграмма прибора охватывает диапазон склонений от 66° на север до 34° на юг. В других неподвижных радиотелескопах используются параболический цилиндр [323] с размерами 120 × × 180 м, сферическая чаша диаметром 300 м, снабженная соответствующими корректирующими фидерами, и предложено зонное зеркало [338].

Совершенно новый подход к конструированию радиотелескопов с большим раскрывом предложен Миллсом [52, 104] с крестообразным расположением двух решеток. Хотя при этом достигается очень высокое разрешение, коэффициент направленности, конечно, значительно меньше по сравнению с антенной, имеющей полный раскрыв. Конструкция антенны для 88,5 Мгц состоит [195] из крестообразной системы двух дипольных решеток, каждая из которых имеет длину 450 м и которые лежат в направлениях соответственно с севера на юг и с востока на запад, образуя веерообразную диаграмму с углами раскрыва 50° × 0,6°. Когда решетки комбинируются в фазе, как показано на рис. 26.5, а, сигнал будет поступать с обеих антенн. Если решетки комбинируют-

ся в противоположных фазах, как показано на рис. 26.5, б, в угле, перекрываемом обеими антеннами, никакого сигнала приниматься не будет.

В схеме, показанной на рис. 26.5, в, переключение фазы осуществляется с частотой 430 гц посредством электронного фазовращателя, включенного между местным гетеродином и одним из смесителей. В приемнике происходит сложение модулированного сигнала с некоррелированным шумом от каждой решетки. После придания сигналу прямоугольной формы он проходит через избирательный усилитель с полосой пропускания 30 гц к фазовому детектору и, наконец, на самописец.

Действующая ширина антенного луча составляет  $49'$ ; в идеальных условиях чувствительность достигает 2 ян (или единиц потока). Исследованная теоретически система с сокращенной апертурой [355] состоит из большого числа синфазных элементов, равномерно размещенных по окружности.

### 26.2.2. Двухволновые интерферометры

Разрешающая способность радиотелескопов может быть повышена путем применения техники интерферометрии [373]. Так, при использовании системы двух антенн, разнесенных на расстояние,

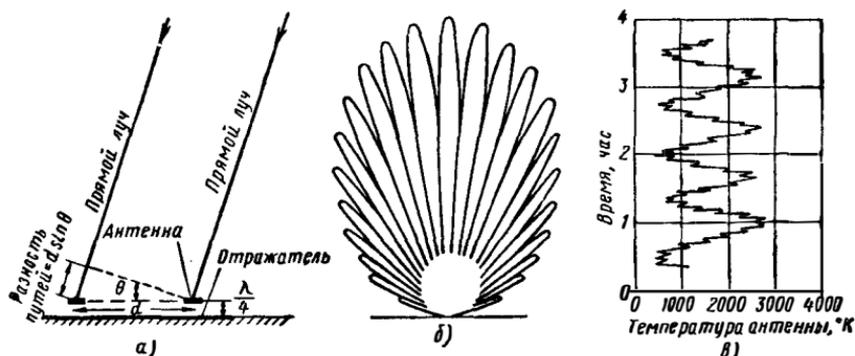


Рис. 26. 6. Интерферометр с разнесенными антеннами:

а — основные элементы; б — диаграмма направленности с базой 10λ; в — типичная запись источника шумов с небольшим телесным углом. (См. [227].)

равное нескольким длинам волн, вместо обычной диаграммы направленности каждой отдельной антенны формируется диаграмма, имеющая вид веера узких лепестков, максимумы и минимумы которых являются результатом сложения или компенсации сигналов, поступающих с обеих антенн [40]. При пересечении дискретным источником такой диаграммы направленности его сигнал окажется периодически изменяющимся; пропадание сигнала в области минимумов не является существенным недостатком. На рис. 26.6, а иллюстрируется принцип действия интерферометра, применяв-

шегося Райлом и Вонбергом [227]. В этом интерферометре разность хода волн от источника в направлении, составляющем с плоскостью, проходящей через ось, угол  $\theta$ , равна  $d \sin \theta$ . Диаграмма направленности интерферометра выражается соотношением

$$A_e(\theta) \{1 + \cos [(2\pi d/\lambda) \sin \theta]\}, \quad (26.11)$$

где  $A_e(\theta)$  — диаграмма направленности одиночной антенны. При небольших значениях  $\theta$  выражение [26.11] сводится к более простому:

$$A_e(\theta) [1 + \cos (2\pi d\theta/\lambda)]. \quad (26.12)$$

Диаграмма направленности двух антенн с раскрывом  $\lambda$ , разнесенных на расстояние  $10\lambda$ , изображена на рис. 26.6, б. Типичный образец записи сигналов дискретного источника приведен на рис. 26.6, в. Угловые размеры источника могут быть определены путем рассмотрения лепестковых свойств диаграммы направленности. По максимумам и минимумам записанных сигналов определяется модуль преобразования Фурье для распределения интенсивности исследуемого источника [80]. Если измерения выполняются лишь при одном значении  $d/\lambda$ , существует множество размеров и форм источников, удовлетворяющих полученному результату. Поэтому необходимы начальные сведения о форме исследуемого источника. В случае измерений при нескольких значениях базы может быть получено большее количество информации об источнике и распределении в нем интенсивности.

Типичный интерферометр для частоты 175 МГц состоит из решетки, включающей 8 полуволновых диполей, смонтированных на высоте  $\lambda/4$  над отражающим экраном [336]. На частоте 9 ГГц интерферометр с двумя параболами диаметром 2 м, разнесенными на расстояние 60 м, показал разрешающую способность 1,5' [10, 19, 20]. Зеркальный интерферометр Ллойда представляет собой одиночную антенну, размещенную на возвышенном морском берегу [31, 32, 33, 252]. Использовались частоты от 60 МГц до 3 ГГц, и метод заключался в наблюдении источника, поднимающегося под горизонтом. Если  $r$  — отношение мощностей, принимаемых в максимуме и минимуме интерференционной диаграммы, а  $h$  — высота антенны над уровнем моря, то эффективная угловая ширина источника может быть получена из уравнения

$$\Omega_S = (\lambda/\pi h) (3r)^{1/2}. \quad (26.13)$$

Были введены поправки на кривизну Земли, на высоту приливов, атмосферную рефракцию и коэффициент отражения морской поверхности. При высоте антенны 120 м на частоте 200 МГц можно получить разрешающую способность 8' и плотность потока порядка  $10^6$  ян. Разрешающую способность простых интерферометров можно улучшить путем увеличения базы, хотя, вероятно, здесь имеется предел, обусловленный неоднородностями атмосферы. Один из интерферометров [192] состоял из большой стационарной и малой

подвижной антенн, причем сигнал от последней передавался к главному приемнику по радиолинии. Время распространения сигналов для каждой антенны до точки смешения выравнивалось с помощью специальных задерживающих элементов. Эта система при базе 10 км обеспечивала разрешающую способность 1' на частоте 100 Мгц.

Чувствительность интерферометра может быть повышена путем применения метода фазовой коммутации, предложенного Райлом

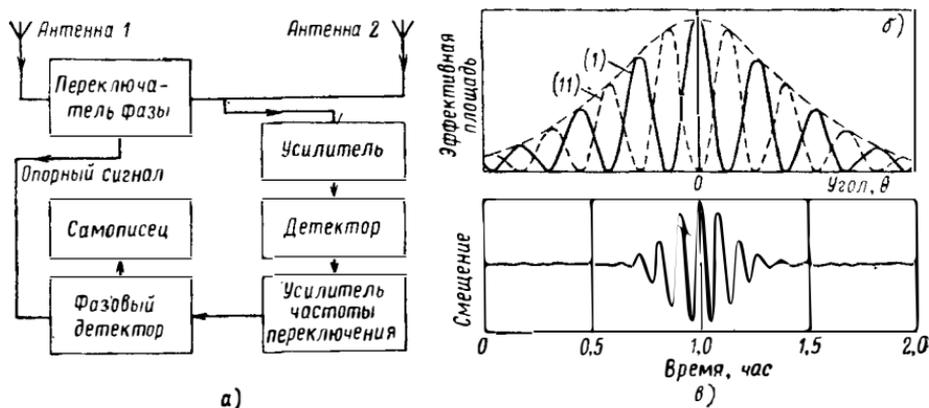


Рис. 26. 7. Интерферометр с переключением фазы:

а — схема устройства; б — диаграмма направленности антенны, подключенной в фазе (1) и в противофазе (11); в — типичная запись точечного источника шумов. (См. [232].)

[232]. Как показано на рис. 26.7, а, фазовая коммутация осуществляется путем периодического включения последовательно с одним из фидеров полуволнового отрезка. При этом интерференционные лепестки смещаются так, что на местах минимумов устанавливаются максимумы, и наоборот. Соответствующие диаграммы направленности изображены на рис. 26.7, б. При противофазных положениях коммутатора выражение (26.12) сводится к следующему:

$$A_e(\theta) \{1 - \cos(2\pi d\theta/\lambda)\}. \quad (26.14)$$

Если дискретный источник, создающий поток с плотностью  $H$ , находится в направлении  $\theta$ , мощность в антенне будет содержать составляющую, изменяющуюся с частотой коммутации и с амплитудой

$$2HA_e(\theta) \cos(2\pi d\theta/\lambda). \quad (26.15)$$

Эта составляющая усиливается, детектируется и подается в избирательный усилитель, на выходе которого стоит синхронный детектор. Постоянное напряжение на выходе синхронного детектора имеет величину и знак, зависящие от интенсивности источника и его углового положения. Если при сканировании производится изменение угла  $\theta$ , относительные мощности в разные периоды коммутации будут меняться и постоянное напряжение на выходе син-

хронного детектора будет колебаться во времени по закону  $A_e(\theta) \cos(2\pi d\theta/\lambda)$ . Самописец, подключенный к выходу синхронного детектора, воспроизводит запись характерной формы, образец которой показан на рис. 26.7, в.

Путем модификации интерферометра с коммутацией фазы можно получить интерферометр со слежением по фазе [208]. В следящем интерферометре имеются два канала с одинаковыми супергетеродинными приемниками с двойным преобразованием частоты. В один из каналов через фазовращатель вводится сигнал второго гетеродина; привод фазовращателя включен в контур обратной связи, создающей на выходе синхронного детектора условия, при которых сигнал стремится к нулю. Нулевому состоянию соответствует относительный фазовый сдвиг когерентных сигналов на входе каналов, равный  $90^\circ$ . Таким образом, при изменении фазового сдвига когерентных сигналов фазовращатель поворачивается в таком направлении, чтобы сигнал на выходе приводился к нулю. Добавление слежения по фазе позволяет более тщательно изучать фазовую структуру сигналов радиостанционных.

Диаграммы направленности описанных интерферометров вращаются вместе с Землей, что не дает возможности управлять скоростью измерений. Этот недостаток можно устранить путем вращения или качания лепестков диаграммы, если для этого изменять с постоянной скоростью фазу сигнала в одной из антенн. На практике такое изменение фазы удобнее вводить посредством изменения фазы напряжения местного гетеродина, подводимого к соответствующему антенне преобразователю частоты. Выходные напряжения усилителей промежуточной частоты комбинируются, детектируются и подаются на осциллограф, развертка которого синхронизирована с фазовращателем. Дискретные источники будут давать синусоидальный сигнал на экране осциллографа, причем скорость измерения может варьироваться путем регулирования скорости изменения фазы. Сигналы, принимаемые боковыми лепестками, будут сильно ослаблены вследствие подавляющих свойств интерференции на частотах, отличающихся от основной [301]. Так, описывая широкополосный интерферометр, Виткевич [265, 266] выяснил, что интерференционные лепестки, образующиеся за счет разности хода радиоволн различных частот, изменяются при приеме широкополосного излучения.

Этот частотный эффект использован в интерферометре Уилда — Шеридана с качанием частоты [275]. В интерферометре в одно из плеч включен дополнительный фидер длиной  $l$ . Тогда плоские волны, падающие на интерферометр, проходят при приеме двумя антеннами по путям, разность хода которых будет равна  $d \sin \theta + l$ . Интерферирующие волны принимаются приемником с качающейся частотой настройки и воспроизводятся на осциллографе, на котором получается кривая интенсивности как функция частоты. Очевидно, что воспроизводимый сигнал будет представлять собой спектр источника, модулированного интерферометрической диаграммой,

имеющей максимумы на частотах, для которых  $d \sin \theta + l = n\lambda$ , и минимумы на частотах, для которых  $d \sin \theta + l = \left(n + \frac{1}{2}\right)\lambda$ , где  $n$  — целое число. Когда все частоты приходят с одного и того же направления, такие максимумы появляются через одинаковые частотные интервалы, равные для  $\theta < \pi$

$$\Delta f = c(d \sin \theta + l)^{-1}. \quad (26.16)$$

Таким образом, измерение частот, соответствующих максимуму и минимуму сигнала, позволяет определить угловое положение источника. В окончательном приборе сигналы, поступающие от обеих антенн, могут складываться или перемножаться. Новшество в тех-

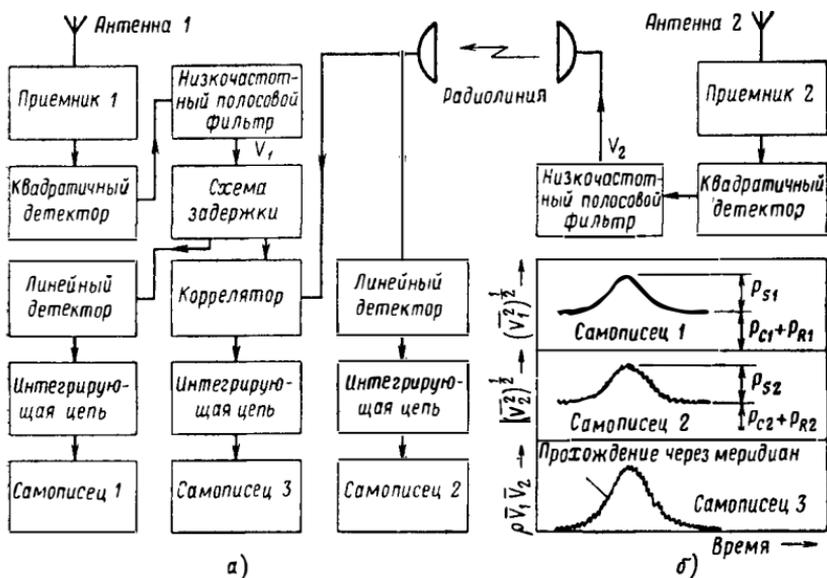


Рис. 26. 8. Интерферометр с коррелированным выходом: а — радиолиния и схема коррелирования; б — выходы с трех регистрирующих приборов. (См. [46].)

нике интерферометра было введено Брауном и Твиссом [46, 48] и отражено в устройстве, показанном на рис. 26.8, а. Видеочастотные выходные напряжения  $V_1$ ,  $V_2$  двух независимых приемников подаются на коррелятор, к выходу которого через интегрирующую цепочку подсоединен самописец, записывающий произведение  $\rho V_1 V_2$ , где  $\rho$  — коэффициент взаимной корреляции. Также записываются величины  $(\overline{V_1^2})^{1/2}$  и  $(\overline{V_2^2})^{1/2}$ ; вид огибающих этих трех кривых изображен на рис. 26.8, б. Выходное напряжение каждого из приемников пропорционально сигналу источника, собственному шуму и шуму диффузного фона. Две последние составляющие представляются постоянным сдвигом записей  $(\overline{V_1^2})^{1/2}$  и  $(\overline{V_2^2})^{1/2}$ , а среднее отклонение  $\rho V_1 V_2$  обязано своим происхождением только источнику,

так как шумы в каналах некоррелированы. Три записи позволяют определить  $\rho$ , а по значению  $\rho$  — и угловой размер  $\theta$  с помощью соотношения

$$\rho = \frac{\sin^2(\pi\theta d/\lambda)}{(\pi\theta d/\lambda)^2}. \quad (26.17)$$

Форму источника и распределение яркости можно найти, если воспользоваться базами различной длины и ориентации. В интерферометре для частоты 125 Мгц, построенном по описанному принципу [45], каждая антенна обладала раскрытием по 500 м<sup>2</sup>; его ширина полосы пропускания по высокой частоте равна 200 кгц, причем фильтр пропускал частоты в диапазоне 1—2,5 кгц. Для передачи сигнала от базы использована радиолиния; между одной установкой и коррелятором включалась линия задержки. Удовлетворительные результаты были получены при использовании баз длиной 0,3 и 3,99 км.

### 26.2.3. Многоэлементные интерферометры

Многоэлементные интерферометры используются в случаях, когда повышения разрешающей способности в одной плоскости оказывается уже недостаточно. Типичные образцы таких интерферометров работают в диапазоне 3—10 Ггц [166, 210, 259]. Разработан интерферометр на 9 Ггц [20] с 4 неравномерно размещенными антеннами; нули диаграмм направленности этого интерферометра распределены по двум семействам линий.

В интерферометре, разработанном Ковингтоном и Броутэнном [78] для диапазона 3 Ггц, главная антенна имеет вид 45-метровой волноводно-щелевой решетки с диаграммой направленности 22° × × 8'; две дополнительные малые антенны установлены так, что общий раскрыт в плоскости восток — запад равен 91 м. Дополнительные антенны представляют собой параболические цилиндры размером 3,05 × 2,45 м с короткими отрезками щелевых волноводов в фокусе; разнос дополнительных антенн — 44 м, а расстояние между фазовыми центрами решетки и интерферометром — 47 м. Дополнительные антенны образуют простой интерферометр, который, в свою очередь, вместе с волноводной решеткой работает как второй интерферометр. Для линейного измерения фазы во времени в волновод, соединяющий интерферометр с решеткой, включен поворотный фазовращатель. Напряжение высокой частоты на входе приемника представляет собой векторную сумму напряжений от интерферометра и решетки, а так как фазовращатель осуществляет вращение одного вектора относительно другого с частотой 15 гц, выпрямленное напряжение, наряду с постоянной составляющей, содержит и переменную. Результирующая диаграмма направленности формируется путем комбинации усиленной переменной составляющей и опорного напряжения той же частоты в фазочувствительном детекторе. Результирующая диаграмма направленности пред-

ставляет собой произведение 3 диаграмм: простого интерферометра, вторичной интерферометрической, обусловленной разномом двух составляющих комбинированной антенной системы, и однолепестковой с веерообразной направленностью волноводной решетки. Разрешающая способность такого сложного интерферометра в четыре раза лучше разрешающей способности самой длинной решетки.

Кристиансен и Уорбартон [62] разработали многоэлементный интерферометр для частоты 1420 Мгц. Интерферометр состоит

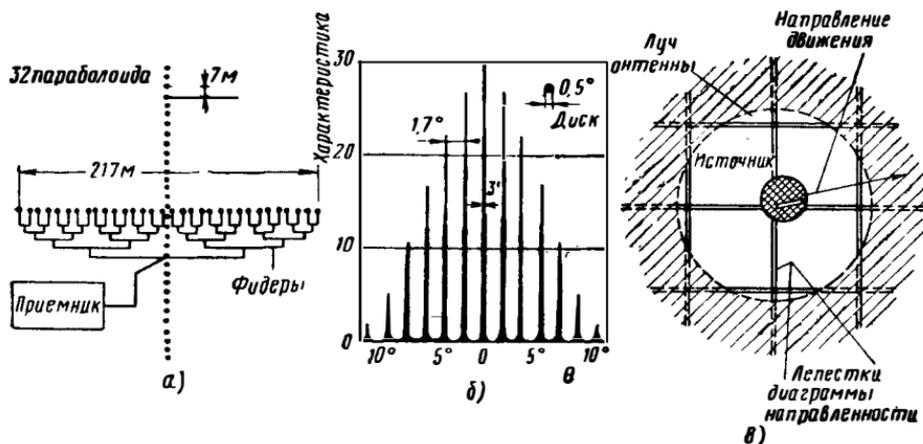


Рис. 26. 9. Многоэлементный интерферометр крестообразного типа:

а — вид сверху крестообразных решеток с 32 элементами; б — диаграмма направленности одной решетки; в — ряд лепестков диаграммы при сканировании источника излучения. (См. [61].)

из 32 параболоидов диаметром 2 м каждый, равномерно размещенных вдоль базовой линии длиной 1000λ (горизонтальная часть схемы показана на рис. 26.9, а). Антенны подключены к приемнику с помощью специальной разветвляющейся кабельной системы, обеспечивающей отсутствие разности хода сигналов от любых антенн системы. Результирующая диаграмма направленности, показанная на рис. 26.9, б, представляет собой последовательность острых лепестков шириной по 3'; угловые расстояния между лепестками равны 1,7°.

Христиансен и Мэтьюсон [61, 318] построили многоэлементный интерферометр со второй решеткой параболоидов, расположенной относительно первой под углом 90°, как показано на рис. 26.9, а. В этом интерферометре используется принцип работы крестообразных антенн; фазовая коммутация в этом случае приводит к появлению ряда игольчатых лучей, образующихся в точках пересечения сетки, образованной двумя последовательностями антенных лепестков. Диаграмма направленности имеет вид, изображенный на рис. 26. 9, в. Каждый из 64 отдельных элементов этой решетки состоит

из параболоида диаметром 4 м с облучателем в виде полуволнового диполя, снабженного плоским рефлектором. Антенны смонтированы на индивидуальных экваториальных направляющих, установленных по направлениям запад — восток и север — юг; база по каждому из направлений равна 377 м. Решетка подобной же конструкции и с таким же разрешением работает также на 3 Гц [326]

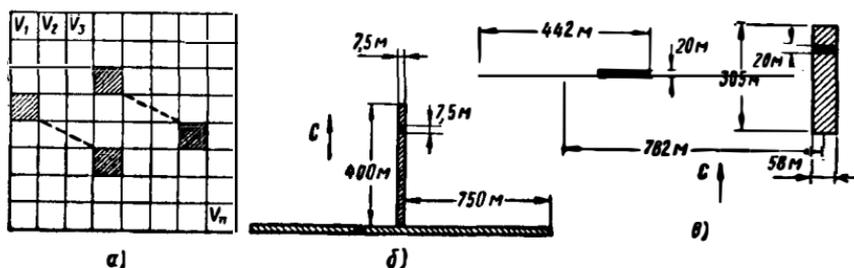


Рис. 26. 10. Использование искусственной апертуры для получения высокого разрешения:

а — искусственная апертура, получаемая с помощью двухэлементной антенны с подвижными элементами; б — луч карандашного типа; в — интерферометрическая система. (См. [231].)

Новым средством достижения высокой разрешающей способности является так называемый апертурный синтез [231, 292], при котором малая антенна перемещается, занимая по очереди все положения значительно большей апертуры. Диаграмма направленности антенны, изображенной на рис. 26.10, а, может быть представлена как сумма диаграмм направленности малых элементов, в которых падающей волной возбуждаются электродвижущие силы  $V_1, V_2, \dots, V_n$ . Результирующее выходное напряжение антенны, полученное суммированием отдельных сфазированных э. д. с., равно

$$|V_t|^2 = [\sum V_n][\sum V_m]^* = \sum |V_n|^2 + \sum |V_n| |V_m| \cos \varphi_{nm}, \quad (26.18)$$

где  $\varphi_{nm}$  — фазовый сдвиг между э. д. с.  $n$ -го и  $m$ -го элементов, равный нулю для волн, приходящих с осевого направления. Член  $\sum |V_n|^2$  получается путем измерения сигнала, принятого одной из элементарных антенн, а произведение  $|V_n| |V_m| \cos \varphi_{nm}$  формируется путем применения фазовой коммутации приемника. В результате сложения данных наблюдений, выполненных при всевозможных комбинациях, воспроизводится прием с полным раскрытием. Если до суммирования в  $\varphi_{nm}$  вводится дополнительный фазовый сдвиг, то можно определить отклик для полного раскрытия и для любого направления.

Если, как это обычно бывает, обеспечена достаточная чувствительность, необходимость в использовании всех комбинаций положений элементов отпадает, так как многие из них повторяются. При этом наблюдения в каждом относительном положении элемента производятся только по одному разу и им придается коэф-

циент веса в соответствии с числом повторений ситуации. Например, один элемент антенны можно передвигать вдоль линии север — юг а второй — вдоль линии восток — запад, как показало на рис. 26.10, б. В типичных установках [24, 169] излучение на частоте 1,42 Гц принималось двумя параболами диаметром 7,5 м; один из них мог перемещаться вдоль направления восток — запад на 1500 м, второй — вдоль линии север — юг на 400 м. Второй путь пересекает первый вблизи от его центра. Антенны были закреплены экваториально и перемещались по прямому восхождению и по склонению с помощью электрического привода; индикация углового положения антенн производилась с помощью сельсинов с точностью 1' дуги. К обеим антеннам подавался сигнал от общего местного гетеродина с частотой 53,7 Мгц, который умножался и смешивался с принимаемыми сигналами. После преобразования сигналы с частотой 30 Мгц по этим же кабелям подавались на корреляционный детектор. В аналогичных системах на частотах 960 Мгц [327] и 3 Гц [296, 344] использовались большие параболаиды диаметром 25 м.

Подобный метод может быть использован для построения интерферометра с высокой разрешающей способностью. Анализ результатов упрощается, если в качестве элементов используются большие антенны, но в положении, показанном на рис. 26.10, в [231, 233], синтез обеспечивал разрешение только для направления север — юг, а в направлении восток — запад для другой половины системы перемещалась длинная узкая антенна. Если для сканирования по одной координате использовать вращение Земли, то антенная система потребует поворота лишь относительно большой оси. Так как результаты для различных направлений луча получаются путем математической обработки последовательности наблюдений, то полное время обзора заданной области неба приблизительно равно времени обзора, требуемому для обзора той же области с помощью обычного интерферометра одинаковой разрешающей способности. Указанные размеры соответствуют частоте 178 Мгц. При наличии первичной диаграммы направленности с раскрывом  $0,5^\circ \times 0,5^\circ$  обеспечивается чувствительность, достаточная для получения статистической информации при величинах концентрации дискретных источников порядка 10 000 источников на стерадиан.

#### 26.2.4. Поляриметры

Некоторые источники космического происхождения создают частично поляризованные сигналы шумов, которые, как, например, показал Коэн [67], с помощью поляриметров можно однозначно разложить на поляризованные и неполяризованные (случайно поляризованные) компоненты. Хотя поляризованная компонента имеет шумовой спектр, ее взаимно перпендикулярные составляющие когерентны. Вектор электрического поля этой компоненты описывает эллипс, который непрерывно флюктуирует по размерам,

но сохраняет постоянную ориентацию, отношение осей и направление вращения в течение временного интервала, значительно превышающего период колебаний. Эта поляризованная компонента характеризуется интенсивностью  $I_e$ , ориентацией  $\chi$  и отношением осей  $K$ . Направление вращения содержится в знаке величины  $K$ : левосторонней поляризации соответствует знак «+», а правосторонней — знак «-». Неполаризованная компонента имеет подобный же шумовой спектр, но ее ортогональные составляющие независимы. Эта компонента характеризуется только интенсивностью  $I_u$ . Полная интенсивность  $I_t$  равна сумме  $I_e$  и  $I_u$ . Если поляризованная доля  $m$  равна  $I_e/I_t$ , то волна характеризуется с помощью 4 параметров:  $I$ ,  $m$ ,  $K$  и  $\chi$ .

Параметры Стокса представляют систему четырех чисел, определяющих волну и обладающих тем преимуществом, что они тесно связаны с результатами антенных измерений. Параметры Стокса заданы соотношениями:

$$I = I_t, \quad (26.19)$$

$$Q = I_e \cos 2\beta \cos 2\chi, \quad (26.20)$$

$$U = I_e \cos 2\beta \sin 2\chi, \quad (26.21)$$

$$V = I_e \sin 2\beta, \quad (26.22)$$

где

$$\beta = \arctg K. \quad (26.23)$$

Величины  $m$ ,  $K$  и  $\chi$  выражаются через параметры Стокса следующим образом:

$$m = (Q^2 + U^2 + V^2)^{1/2} / I_t, \quad (26.24)$$

$$\sin 2\beta = V / I_e, \quad (26.25)$$

$$\tg 2\chi = U / Q. \quad (26.26)$$

Волну можно рассматривать как сумму независимых эллиптически поляризованных компонент с равными и противоположными значениями  $K$  и ортогональными ориентациями. В частных случаях в состав этих противоположно поляризованных колебаний входят ортогональные линейные составляющие и круговая составляющая противоположного вращения. Существует несколько способов поляризационных измерений [343]. Полностью поляризованная волна определяется 3 параметрами, например интенсивностями и разностью фаз между двумя составляющими. Частично поляризованная волна характеризуется 4 параметрами: интенсивностями 3 составляющих и разностью фаз. В двухволновом интерферометре Райла — Вонберга [227] плоскости поляризации антенн ортогональны. Поэтому случайно поляризованный источник, пересекающий луч антенны, не будет создавать интерференционную картину. Если же между компонентами падающей волны будет существовать постоян-

ное соотношение фаз, движение источника будет сопровождаться периодическими изменениями выходного сигнала. Сравнивая амплитуду этих изменений с амплитудой изменения выходного напряжения при одинаковом направлении поляризации обеих антенн, оказалось возможным определить степень поляризации излучения. Интерференционный поляриметр использовали также Браун, Палмер и Томпсон [47, 49].

В однолучевых системах используются антенны круговой поляризации; на частоте 2,8 Гц Ковингтон применял четвертьволновую пластину [75]. На частоте 200 Мгц использовались скрещен-

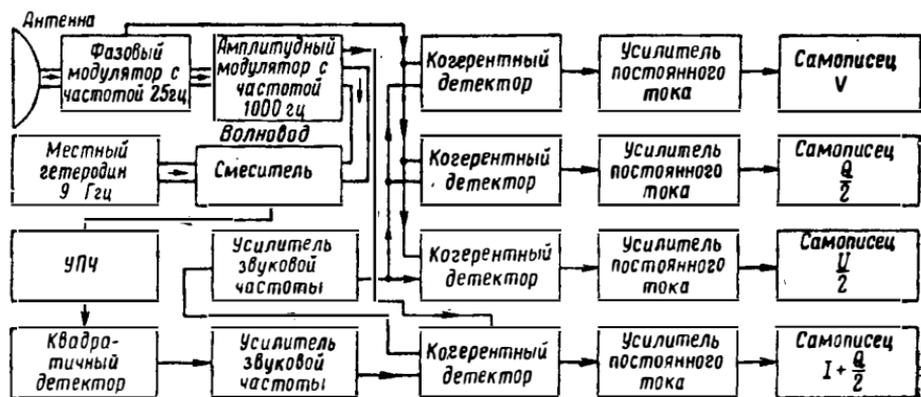


Рис. 26. 11. Схема измерения поляризации.

Фазовый модулятор выполнен в виде вращающейся лопасти, а амплитудный модулятор — в виде ферритового переключателя. Регистрирующие устройства дают параметры Стокса. (См. [4].)

ные диполи, помещенные в фокусе парабооида [68, 256]. При объединении сигналов на выходах этих диполей падение волны с круговой поляризации одного направления даст мощность сигнала вдвое больше получаемой с одной антенны, в то время как для другого направления поляризации мощность сигнала будет равна нулю. Если ввести фазовый сдвиг  $180^\circ$ , то система станет чувствительной к поляризации противоположного направления. С обоими устройствами случайно поляризованный сигнал давал бы на выходе одну и ту же мощность. Таким образом, сравнивая мощности, полученные при двух методах соединения, можно оценить знак и степень круговой поляризации падающей волны.

Схема поляриметра, разработанного Экабэйном [4] для 9 Гц, показана на рис. 26.11. Антенна состоит из парабооида диаметром 1,1 м, а фидером служит круглый волновод, в котором возбуждаются колебания вида  $TE_{11}$ . Поворотный волноводный фазовращатель для обнаружения поляризованных составляющих модулирует падающую волну. В амплитудном модуляторе использован ферритовый коммутатор. Усилитель промежуточной частоты работает

на 60 Мгц с полосой пропускания 8 Мгц; постоянная времени усилителя постоянного тока равна 0,3 сек. Напряжения на выходе самописцев являются функциями параметров Стокса; по их записям можно определить состояние поляризации падающей волны.

## 26.3. СОЛНЕЧНАЯ СИСТЕМА

### 26.3.1. Солнечная атмосфера

Основные слои солнечной атмосферы показаны на рис. 26.12, а. Самый нижний слой, фотосфера с внешним радиусом  $r_s$ , имеет толщину 100 км и может считаться видимой поверхностью Солнца.

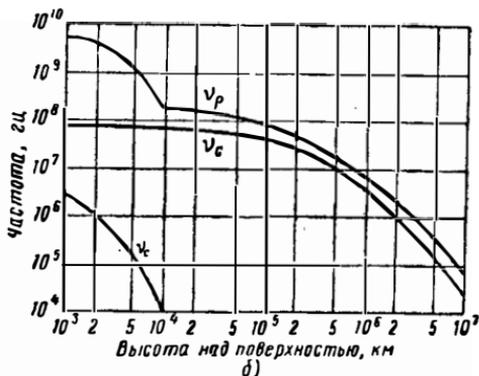
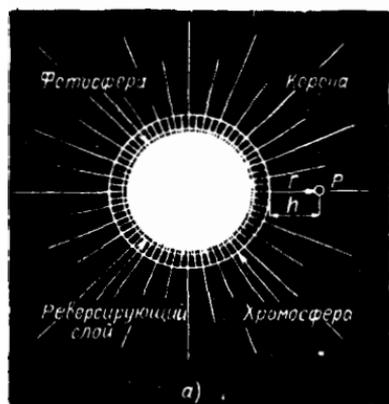


Рис. 26. 12. Радиочастотное представление спокойного Солнца:

а — строение солнечной атмосферы (не в масштабе); б — зависимость частот колебаний плазмы, циклотронных колебаний и колебаний, возникающих при столкновении электронов с ионами, от высоты слоя над фотосферой. (См. [245].)

Эта фотосфера испускает непрерывный спектр излучения, преимущественно на оптических частотах, который хорошо согласуется со спектром излучения абсолютно черного тела, имеющего температуру 6000° К. Над фотосферой лежит область толщиной несколько сот километров, часто называемая реверсирующим слоем. Еще выше расположена хромосфера, простирающаяся над фотосферой на расстояние от 500 до 15 000 км. Кинетическая температура электронов в хромосфере достигает 30 000° К. Выше хромосферы на расстоянии до нескольких миллионов километров простирается корона, электронная температура которой равна приблизительно 10<sup>6</sup>° К и уменьшается с увеличением расстояния от поверхности Солнца. Среднее расстояние от Солнца до Земли составляет 149,68 × 10<sup>9</sup> м, при этом солнечная фотосфера видна под углом 31'59".

Как и можно было ожидать, Солнце излучает энергию в диапазоне радиочастот; имеется несколько гипотез относительно этого

излучения. В одной из гипотез, принадлежащих Смерду [245], плотность электронов в хромосфере определяется выражением

$$N = 5,72 \cdot 10^{17} \exp[-7,7 \cdot 10^{-4} (h-500)], \quad (26.27)$$

где  $h$  — высота над фотосферой, км. Плотность электронов в короне радиусом  $r$  находится по формуле

$$N = 10^{14} [1,55 (r/r_S)^{-6} + 2,99 (r/r_S)^{-16}]. \quad (26.28)$$

Физические свойства атмосферы Солнца можно описать тремя производными частотами, что следует из разд. 18.2:

— частотой колебаний плазмы

$$\nu_p = (Ne^2/4\pi^2 m_0 \epsilon_0)^{1/2} = 9 \sqrt{N}; \quad (26.29)$$

— циклотронной частотой

$$\nu_c = eB_0/2\pi m_0 = 2,8 \cdot 10^{10} B_0, \quad (26.30)$$

где  $B_0$  — плотность магнитного потока на поверхности;

— частотой колебаний, возникающих при столкновении электронов с ионами, находимой по формуле

$$\begin{aligned} \nu_c &= 81 \cdot 10^{30} e^4 N [\pi/2m_0 (kT_e)^3]^{1/2} \cdot \ln(4kT_e/9 \cdot 10^9 e^2 N^{1/3})^2 = \\ &= 2,7 \cdot 10^{-6} NT^{-3/2} \ln(2,4 \cdot 10^5 T_e N^{-1/3}). \end{aligned} \quad (26.31)$$

На графике рис. 26.12, б представлены зависимости всех трех частот от расстояния данного слоя от фотосферы, причем  $\nu_c$  вычислялась для экватора. Для любого заданного значения радиочастоты можно определить следующие безразмерные величины:

$$x = \nu_p^2/\nu^2; \quad y = \nu_c/\nu; \quad z = \nu_c/2\pi\nu. \quad (26.32)$$

Частоты колебаний, возникающих при столкновении электронов с ионами, таковы, что обычно  $z \ll 1$  на всех частотах и во всех частях солнечной атмосферы, представляющих определенный интерес с точки зрения изучения шумов, обусловленных Солнцем. Коэффициент рефракции определяется выражением

$$n^2 = 1 - (\nu_p/\nu)^2, \quad (26.33)$$

так что распространение радиоволн возможно лишь в тех областях, где

$$\nu > \nu_p \quad \text{или} \quad N < 4\pi^2 m_0 \epsilon \nu^2/e^2. \quad (26.34)$$

При прохождении радиоволн через корону часть их поглощается, а направление распространения несколько меняется. Иногда на пути распространения радиоволн встречаются слои с плотностью электронов, определяемой выражением (26.34), достаточной для полного отражения. Подобные положения встречаются для обыкновенных лучей при  $x = 1$ , а для необыкновенных (т. е. волн, имеющих то же направление вращения вектора интенсивности, что

и у свободных электронов) — при  $x = 1 \pm y$ . Геометрическое место точек, в которых коэффициент рефракции равен нулю, образует оболочку, расположенную в пределах солнечной атмосферы. Эта оболочка представляет собой тот внутренний предел, до которого могут проходить и отражаться радиолучи с данной частотой колебаний. Рассматриваемые условия исследованы в работе [234] и представлены в виде номограмм в работе [38]. Уровни нулевого коэффициента рефракции для обыкновенного луча отображаются на рис. 26.12, б кривой с индексом  $v_p$ .

### 26.3.2. Излучение Солнца

Полное радиочастотное излучение Солнца можно считать [206, 216, 226] состоящим из двух составляющих. Первая составляющая образуется постоянным излучением «спокойного» Солнца, идущим с полной поверхности солнечного диска, вторая же составляющая

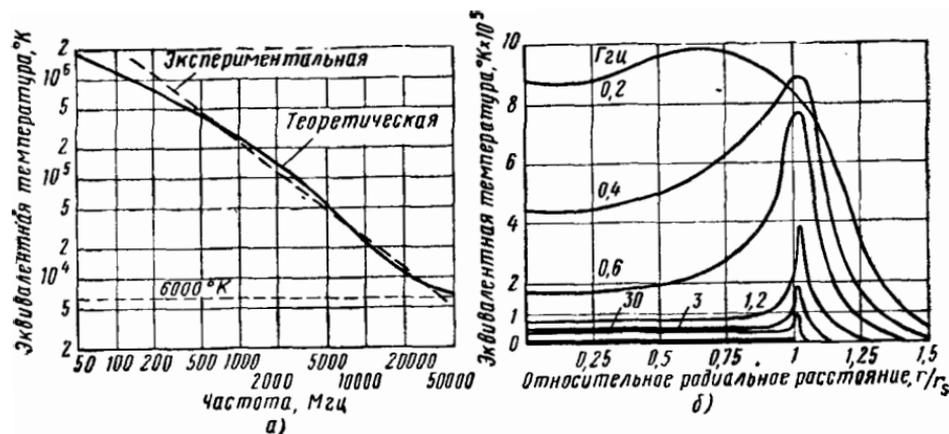


Рис. 26. 13. Радиочастотное излучение спокойного Солнца:

а — эквивалентная температура черного тела; б — распределение интенсивности излучения по диску Солнца. (См. [245].)

является переменной и представляет результат излучения, идущего из центров активности.

Вычисления, относящиеся к невозмущенному Солнцу [105, 184, 185], были произведены при допущении, что поглощение в ионизированном газе солнечной атмосферы определяется магнитно-ионной теорией. Смерд [246] при расчетах исходил из сферически симметричной модели Солнца с короной и хромосферой как изотермических областей; были выведены траектории распространения радиолучей и найдена методом интегрирования шумовая яркостная температура. Эта температура показана на рис. 26.13, а сплошной линией; здесь видно, что при изменении частоты от 50 ГГц до 100 МГц температура от 6000° К возрастает свыше 10<sup>6</sup> К. Наблюдаемый ход изменения температуры обусловлен наличием подъема в об-

ласти возникновения излучения, простирающейся от нижних слоев хромосферы до короны, и зависит от температур, принятых для этих сред.

Некоторые измерения солнечной радиации были произведены на частоте 24 Гц [213] и более высоких частотах [102, 108, 213, 254, 349]. Результаты первых измерений, проведенных на частоте 30 Гц, свидетельствуют о наличии переизлучения с интенсивностью  $10^7$  ян. Измерения на частотах 100—300 Гц [241, 242] проводились с помощью параболоида диаметром 0,6 м, в фокусе которого был установлен детектор Голзя. Максимальная величина сигнала, наблюдавшаяся у поверхности Земли, была равна  $6 \cdot 10^{-6}$  вт/м<sup>2</sup> при плотности водяных паров в атмосфере 2,7 гр/м<sup>3</sup>. Измерения [66] на частоте 70 Гц, осуществлявшиеся с помощью параболической антенны диаметром 3 м, ширина луча которой была равна 6,7', дали яркостную температуру 7000° К. На этих волнах миллиметрового диапазона излучение почти полностью происходит из хромосферы, и следовало бы ожидать, что это излучение по характеру и эффективной температуре будет напоминать оптическое излучение. Результаты, полученные [16] на низших частотах, указывают на то, что эквивалентная температура короны очень высока. В качестве промежуточного диапазона исследовались частоты 0,6—1,2 Гц [168]; 1,4 Гц [59, 60]; 2,8 Гц [74, 76, 77, 203, 264] и 9 Гц [11, 12, 196, 235]. Было обнаружено, что плотности потока находятся в пределах от  $3 \cdot 10^5$  до  $10^8$  ян. Данные о плотности потока, пересчитанные в кажущуюся температуру шумов, представлены на рис. 26.13, а; видно, что теоретические данные и практические результаты согласуются довольно хорошо.

Вычисления [246, 268, 288, 289] распределения интенсивности излучения по солнечному диску показывают, что и на высоких и на низких частотах величина интенсивности плавно уменьшается к периферии диска. На частотах выше 300 Мгц доля излучения, приходящаяся на корону, увеличивается за счет увеличения длины наклонных путей распространения лучей вблизи лимба сквозь горячую, но частично прозрачную корону. Величина светящегося лимба зависит от принятой модели и температуры Солнца. На рис. 26.13, б представлены типичные кривые распределения интенсивности излучения по диску Солнца при температурах короны и хромосферы, равных соответственно  $10^6$  и  $3 \cdot 10^4$  К. Результаты наблюдений изменения интенсивности при переходе от центра лимба к его границам дают по-видимому качественное обоснование различных теорий. Первые эксперименты на частоте 500 Мгц [251] показали только постепенное уменьшение температуры при удалении от центра диска, но более поздние измерения, проведенные на частоте 1,9 Гц с помощью 32-элементного интерферометра, указали на явление увеличения яркости лимба. Измерения [66] на частоте 70 Гц показали, что Солнце ведет себя как однородный диск с размерами, превышающими оптический приблизительно на 1%. Эти и другие экспериментальные данные [11, 12] позволяют

признать хромосферу как гетерогенную среду, заметно отклоняющуюся от сферической симметрии.

Радиочастотное излучение активного Солнца подвержено спектральным, временным и пространственным изменениям [15]. Например, измерения, проведенные [16] на более низких частотах, свидетельствуют о наличии быстрых изменений интенсивности, причем величины случайных пиковых выбросов иногда в  $10^3$ — $10^6$  раз превосходят значения, обусловленные термическими явлениями. Эти вспышки и взрывы представляют нетермические составляющие. Предполагают [183], что их причиной являются возмущения электрического происхождения, имеющие место в солнечной атмосфере. Последние тесно связаны с визуальными явлениями, подобными солнечным пятнам и вспышкам, а также с ультрафиолетовым излучением [197]. Исследование [186] активного Солнца с помощью спектроанализатора, работающего в диапазоне 100—580 *Мгц*, позволило обнаружить на частотах ниже 250 *Мгц* существование шумовых бурь, представляющих собой продолжительные последовательности коротких вспышек, длящихся часами или сутками.

Вышеуказанное возрастание уровня радиации в сверхвысоко-частотном диапазоне волн выражено значительно слабее и плавнее [165, 340, 392]. Его уровень редко превышает термический уровень больше чем вдвое. Такие случайные взрывы и вспышки наблюдались на частотах 1,2 *Гц* [167]; 3 *Гц* [88]; 9,5 *Гц* [236]; 35 *Гц* [119] и 70 *Гц* [65]. Самый большой взрыв привел к увеличению излучения на 27%, длившегося, как было обнаружено, менее 5 *мин.* Такое излучение активного Солнца часто приводит к появлению эффектов поляризационного характера [6, 111, 147]. Предполагают, что медленно меняющаяся составляющая [387] излучения обязана своим происхождением тепловому излучению локализованных областей, отличающихся ненормально высокими температурой и плотностью электронов. Измерение повышенного уровня излучения было произведено на частотах 500 *Мгц* [258]; 3 *Гц* [79]; 9,5 *Гц* [267] и 1,4 *Гц* [63, 64]. Местное распределение излучения можно исследовать более детально, производя наблюдения во время частичных или полных затмений. Некоторое количество таких измерений было произведено [14, 73, 124, 135, 212, 389] на частотах около 3 *Гц*. В работах [55, 388] описаны результаты наблюдений в трех точках, разнесенных друг от друга на большое расстояние. Эти наблюдения производились Христиансенем, Ябсли и Миллсом. Наблюдения производились на частотах 600 и 1200 *Мгц*. Затемнение яркой зоны привело к резкому ослаблению интенсивности, в результате чего определялась интенсивность области, расположенной на дуге, образованной лимбом Луны. Запись распределения интенсивности с трех точек позволила путем тройного пересечения лучей определить местоположение источника излучения повышенной яркости.

### 26.3.3. Излучение планет

Было обнаружено, что вещество планет является источником излучения, которое можно обнаружить на Земле. Например, вспышки излучения планеты Юпитер [100] имеют сложный спектр, ограниченный частотами ниже 40 *МГц*. Наличие более мощных вспышек свидетельствует о том, что пиковая мощность источника вспышек иногда достигает величины 10 *квт* на единицу полосы спектра. В настоящее время не совсем ясен механизм возникновения таких импульсных излучений. Возможной причиной появления этих излучений считали молнии [136], но расхождение между измеренной мощностью шумов и ожидаемой от таких же вспышек земного происхождения имеет порядок  $10^6$ .

Кометы, двигающиеся вокруг Солнца по эллиптическим орбитам, сильно меняются по размерам, форме и направлению движения в пространстве. Величина их перигелия определяется степенью приближения к Земле. Голова кометы состоит из молекул или свободных радикалов, в то время как хвост, направленный в сторону Солнца, представляет разреженную плазму. При наблюдении [71] кометы в 1956 году во время прохождения ею перигелия было зафиксировано наличие стабильного излучения на частоте 600 *МГц*, которое может быть объяснено явлением квантовых переходов в молекуле CN. Мощность излучения была равна  $5 \cdot 10^3$  *ян*; такой величине мощности излучения соответствует полное число молекул  $10^{30}$ — $10^{31}$ , что хорошо согласуется с более ранней оценкой состава атмосферы комет.

Можно ожидать, что небесные тела излучают высокочастотную энергию за счет обычных тепловых процессов. Например, Земля излучает, как черное тело при температуре  $300^\circ \text{K}$ ; максимум излучения приходится на длину волны 0,01 *мм*. Следовательно, тепловое излучение будет пропорционально более мощным в сверхвысокочастотном диапазоне частот. Тепловое излучение планет исследовалось [90, 187, 280, 305] в диапазоне частот от 0,96 до 35 *Гц*. Различия в эффективных температурах Венеры, Юпитера и Марса были около  $0,3^\circ \text{K}$ . Это позволило после введения поправки на затухание в атмосфере получить величины плотности потока, представленные в табл. 26.1. Исследования [367] Сатурна позволили определить его эквивалентную температуру черного тела. Она оказалась равной  $106^\circ \text{K}$ . Возможно, что атмосфера планет может поглощать сверхвысокочастотное излучение [342, 352].

Интенсивно исследовалось излучение Луны. Это небесное тело имеет приблизительно сферическую форму, причем диаметр сферы равен 3840 *км*. Она движется по слегка эллиптической орбите вокруг Земли, а ее среднее удаление от Земли равно 384 400 *км*. Излучение Луны состоит из двух составляющих: отраженного солнечного света, спектральное распределение которого соответствует распределению излучения черного тела при температуре  $6000^\circ \text{K}$ , и теплового излучения, соответствующего более низкой температуре

## Излучение планет в диапазоне СВЧ

Планета	Эквивалентная температура черного тела в ИК области спектра, °К	Спектральная плотность излучения, ям	Эквивалентная температура черного тела в диапазоне СВЧ, °К
Венера . . . . .	240	96	560
Юпитер . . . . .	130	14	145
Марс . . . . .	260	6,5	218

Луны. На частотах, расположенных ниже частот инфракрасной области спектра, интенсивность излучения собственно Луны оказывается больше интенсивности первой составляющей в 100 раз.

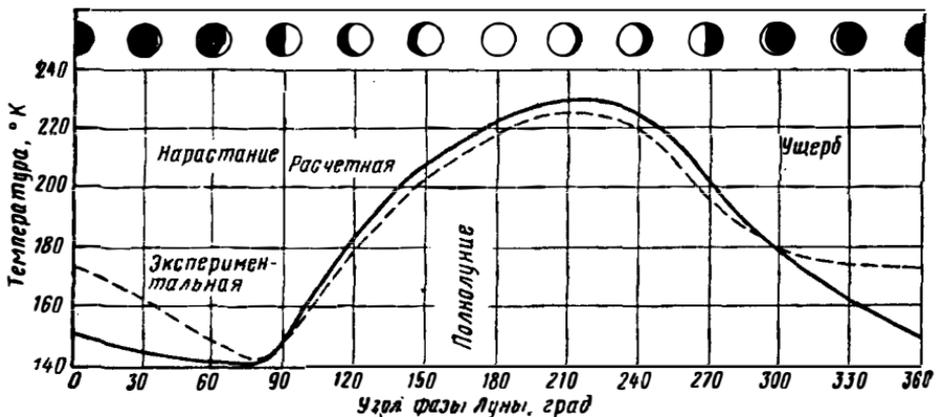


Рис. 26. 14. Яркостная температура Луны.  
Наблюдения проводились на частоте 35 Гц. (См. [104].)

Как показано на вставках рис. 26.14, Луна проходит через разные фазы за 28 дней. Результаты наблюдений за температурой Луны по интенсивности ее излучения в инфракрасной области спектра свидетельствуют о строго точном чередовании фаз, и закон изменения абсолютной температуры достаточно точно описывается формулой

$$T_e = 249 + 134 \cos \varphi, \quad (26.35)$$

где  $\varphi$  — фазовый угол Луны.

Излучение Луны [294] в сверхвысокочастотном диапазоне волн впервые было исследовано Дикком и Берингером [86], изменение же температуры поверхности Луны в течение ее цикла на частоте 24 Гц — Пиддингтоном и Миннетом [211]. Они обнаружили довольно любопытное явление отставания температуры лунной поверхности от ее фазы приблизительно на  $45^\circ$ ; кроме того, было

замечено, что амплитуда переменной составляющей оказывается много меньше той, которая получается по формуле [26.35].

В работе [5] приводятся данные о температуре Луны, полученные по результатам измерений на частоте 3 Гц. Гибсон [104], исследуя излучение на частоте 35 Гц, использовал антенну диаметром 3 м, ширина луча которой была равна  $0,2^\circ$  (угол зрения Луны с поверхности Земли равен  $0,5^\circ$ ). В процессе эксперимента вносились коррекции для учета затухания в земной атмосфере и изменения яркости по диску Луны. Полученная кажущаяся температура показана на рис. 26.14 пунктирной линией; отчетливо видны фазовый сдвиг и уменьшение амплитуды изменения.

Полагают, что такие эффекты обусловлены самой природой лунной поверхности. Иегер [139] провел расчеты температуры, определяемой при обработке результатов измерений интенсивности излучения в сверхвысокочастотном диапазоне частот, для разных типов поверхностей. Кривая, обозначенная на рис. 26.14 сплошной линией, весьма близко совпадает с результатами эксперимента и построена для случая, когда лунная поверхность состоит из слоев мелкой пыли, толщина которых в среднем равна или превышает 2,5 см; теплопроводность пыли полагалась очень малой, диэлектрическая проницаемость — равной 5, а коэффициент излучения — 0,85.

## 26.4. РАДИОВОЛНЫ КОСМИЧЕСКОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ

### 26.4.1. Дискретные источники шума

Радиоволны, идущие из космического пространства, образованы двумя типами излучений. К первому типу относятся излучения, занимающие широкий спектр частот, а ко второму — излучения с линейчатым спектральным характером. Источниками излучений обоих типов могут быть как мощные дискретные образования, так и диффузный фон. Первые исследования дискретных источников радиоволн на частоте 64 МГц были проведены Хэем, Пэрсонсом и Филлипсом [132], которые обнаружили шум флюктуирующей интенсивности, идущий из небольшой области в созвездии Лебедя. Позднее было показано [30, 31], что угол зрения этого источника равен  $6'$ , а наблюдавшиеся флюктуации были обусловлены атмосферой Земли [29]. Созвездие Лебедь А было объектом дальнейшего интенсивного изучения [215, 228, 378], в результате которого после оптического отождествления была выдвинута гипотеза, что созвездие образовалось в результате столкновения двух галактик. Другой очень мощный источник, Кассиопея А, состоящий из слабых туманностей, был открыт Райлом и Смитом [228]. Созвездие Гидра А исследовал Сли [243]. Был обнаружен интенсивный источник излучения [32, 252] в созвездии Тельца, связанном с туманностью Краба, представляющей расширение ядра сверхновой звезды АД 1054.

Измерения [45, 143, 192, 248] углов зрения дискретных источников шума показывают, что их значения лежат в пределах нескольких минут, что значительно превышает углы зрения звезд. Последующие измерения на частотах 500 Мгц [69] и 2,8 Ггц [225] дали возможность определить форму этих дискретных источников шума. Роман и Япли [224] использовали при исследовании излучения на частоте 440 Мгц параболоид диаметром 15 м. Контурная карта абсолютной

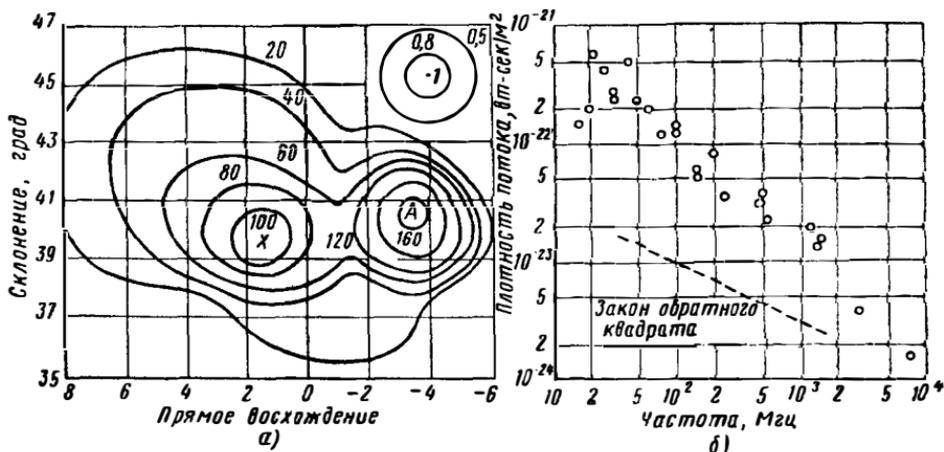


Рис. 26.15. Излучение дискретных источников:

*a* — контурная карта Млечного пути в области созвездия Лебедей. На вставке показана диаграмма направленности антенны; *b* — результаты различных наблюдений излучения созвездия Лебедь А. (См. [224].)

температуры антенны при исследовании созвездия Лебедь приведена на рис. 26.15, *a*. На частотах в диапазоне от 205 Мгц до 9,5 Ггц были произведены наблюдения [117, 180, 249, 273] звезды Стрелец А, расположенной в центре своей галактики. Измерения интенсивности излучения также делались на частотах 250 Мгц [9, 158], 400 Мгц [237, 390], 600 Мгц [217, 218], 900 Мгц [82, 83, 328], 1,2 Ггц [215], 3,2 Ггц [113, 114], 9,4 Ггц [145], 16 Ггц [363] и 35 Ггц [372]. Использование совокупности этих результатов и данных, полученных на более низких частотах [3], позволило найти спектр [224] некоторых главных дискретных источников излучения. Например, на рис. 26.15, *b* приводятся данные, относящиеся к созвездию Лебедь А. Из рассмотрения данной кривой следует, что плотность потока излучения падает с ростом частоты, причем скорость падения больше, чем определяемая по формуле  $a/f^2$ .

В работе [205] приводятся исчерпывающие данные, собранные о различных дискретных источниках излучения, часть которых, относящаяся к восьми источникам, сведена в табл. 26.2. Если расстояние до источника известно, то нетрудно подсчитать интенсивность излучения, т. е. мощность, приходящуюся на единицу телесного угла. Эти данные относительно различных источников излучения приведены в табл. 26.3.

Таблица 26.2

## Координаты и интенсивность излучения некоторых дискретных источников

Название источника	Положение в эпоху 1950 г.				Спектральная плотность излучения на частоте 100 Мгц, $\mu\text{в}$
	Номер по международному обозначению	Прямое восхождение		Склонение	
		час	мин		
Персей . . . . .	03N4A	03	16	41°19'С	100
Андромеда . . . . .	00N4A	00	40	41°00'С	200
Дева А . . . . .	12N1A	12	28	12°40'С	1 200
Центавр А . . . . .	13S4A	13	22	42°46'Ю	1 800
Телец А . . . . .	05N2A	05	31	21°59'С	1 900
Пес А . . . . .	08S4A	08	20	42°48'Ю	3 500
Лебедь А . . . . .	19N4A	19	58	40°36'С	12 500
Кассиопея А . . . . .	23N5A	23	21	58°32'С	20 000

Таблица 26.3

## Свойства некоторых дискретных источников

Источник	Угловой диаметр, мин	Расстояние Мегапарсек	Спектральная плотность излучения, $\text{вт} \cdot \text{сек}/\text{м}^2$	Интенсивность излучения, $\text{вт} \cdot \text{сек}/\text{стер}$	Тип
Туманность Краба . .	3,5×5,5	0,001	$1,9 \cdot 10^{-23}$	$1,8 \cdot 10^{16}$	Часть местной Галактики
Кассиопея А . . . . .	3,0	0,003	$2,2 \cdot 10^{-22}$	$1,9 \cdot 10^{18}$	
NGC 224 . . . . .	140	0,61	$2,4 \cdot 10^{-24}$	$8 \cdot 10^{20}$	
NGC 1068 . . . . .	7	6,1	$1,5 \cdot 10^{-25}$	$5,3 \cdot 10^{21}$	Спиральные Галактики
NGC 1316 . . . . .	40	9,6	$2,95 \cdot 10^{-24}$	$2,5 \cdot 10^{23}$	
NGC 4486 . . . . .	5, с ореолом 60	6,8	$1,8 \cdot 10^{-23}$	$7,9 \cdot 10^{23}$	Оптически ненормальные
NGC 1275 . . . . .	2,4	38	$1,9 \cdot 10^{-24}$	$2,6 \cdot 10^{24}$	
Гидра А . . . . .	1,6	88,5	$5,5 \cdot 10^{-24}$	$4,1 \cdot 10^{25}$	Сталкивающиеся Галактики
Лебедь А . . . . .	Два диска по 40', отстоящие на 85'	93,5	$1,33 \cdot 10^{-22}$	$1,1 \cdot 10^{27}$	

Результаты наблюдений излучения фона свидетельствуют о том, что это излучение неравномерно по поверхности небесной сферы, но достаточно постоянно во времени в любом данном направлении. Исследования фона проводились [3, 9, 82, 157, 218] на частотах в диапазоне от 18 Мгц до 1,4 Ггц обычно с помощью антенн, ширина луча которых не превышала 1—3°. Измеренные значения яркостных температур лежат в пределах от  $10^6$  град К на частоте 20 Мгц вблизи

центра Галактики до  $1^\circ \text{K}$  на более высоких частотах по периферии Галактики. Вообще же температура обратно пропорциональна квадрату частоты. В работе [229] приведены соображения о том, что это излучение фона представляет собой суммарное излучение большого количества слабых источников.

Результаты наблюдений говорят о том, что дискретные источники излучения распределены в Галактике изотропно. Например, наблюдаемая на частоте  $81 \text{ Мгц}$  яркостная температура  $500^\circ \text{K}$  соответствует средней пространственной интенсивности излучения, равной  $1700 \text{ вт} \cdot \text{сек/стер}$ .

Можно показать [230], что эти источники, генерирующие суммарное излучение фона, характеризуются интенсивностями, превышающими  $10^{23} \text{ вт} \cdot \text{сек/стер}$ .

### 26.4.2. Спектральные линии

Предсказание ван де Халста [138] относительно линейчатости спектра космического излучения было подтверждено теоретическим анализом [238] и результатами наблюдений. Сообщение [103] об обнаружении сверхтонкого перехода в дейтерии на частоте  $327,4 \text{ Мгц}$  до сих пор не подтвердилось, несмотря на интенсивные исследования [2, 253]. Опыты по обнаружению спектральных линий гидроксильного остатка ОН на частотах  $1,665$  и  $1,667 \text{ Гц}$  также не дали положительных результатов [21]. Сверхтонкие спектральные линии водорода на частоте  $1420,4056 \text{ Мгц}$  были обнаружены Ивеном и Парселом [94]. Позднее их наличие было подтверждено другими исследователями [56, 200].

Коэффициент затухания, обусловленный наличием спектральных линий, зависит, как это показано в § 7.1.2, от относительного заполнения энергетических уровней атома, определяемого спиновой температурой. Его величина для центральной частоты линии водорода в непереходах на парсек определяется формулой [274]:

$$\alpha = 8,0 \cdot 10^{-3} N / \Delta \nu T_S, \quad (26.36)$$

где  $N$  — плотность атомов. В силу малой вероятности перехода [96, 121] ширина линии равна  $15 \cdot 10^{-16} \text{ гц}$ , что соответствует времени существования спонтанного излучения в течение приблизительно 11 миллионов лет. Перемещение атомов относительно наблюдателя является причиной появления эффекта Допплера, вследствие чего происходит расширение спектральной линии и сдвиг ее центральной частоты. При скорости  $8 \text{ км/сек}$  ширина спектральной линии оказывается равной  $75 \text{ кгц}$ . Плотность водорода в межзвездном пространстве равна всего  $10^6 \text{ атомов/м}^3$ , вследствие чего затухание оказывается небольшим. Водород можно обнаружить или по линии излучения на холодном фоне, или по линии поглощения, наблюдаемой на относительно горячем фоне. Интенсивность этой спектральной линии является функцией оптической глубины  $\Delta$ , определяемой

путем интегрирования коэффициента затухания по пути от источника к приемнику. Для области изотермического газа толщиной  $D$

$$\Delta = \alpha D. \quad (26.37)$$

Подстановка величины  $\Delta$  в уравнение [26.7] позволяет вычислить значение  $a$ . Зная величину  $a$ , с помощью уравнения (26.9) можно рассчитать яркостную температуру. При поглощении изменение температуры антенны равно  $\Delta T_A$ , что позволяет определить отношение сигнал/шум по формуле

$$S_N = \Delta T_A / (T_A + T_R), \quad (26.38)$$

где  $T_R$  — шумовая температура приемника. Если  $T_A \gg T_R$ , величина отношения сигнал/шум равна граничному значению  $\Delta$ . При излучении изменение температуры антенны равно  $\Delta T_S$ , значение которого обычно намного меньше значения  $\Delta T_A$  при поглощении. Для малошумящего приемника величина отношения сигнал/шум определяется выражением

$$S_N = \Delta T_S / (T_G + T_R), \quad (26.39)$$

где  $T_G$  — температура антенны, обусловленная наличием излучения фона галактик. Если наблюдения ведутся с помощью больших антенн, ширина луча которых меньше угловых размеров источника, граничное значение отношений сигнал/шум также равно  $\Delta$ .

Температура фона, являющегося источником космического излучения, обычно много меньше спиновой температуры водорода, и сначала исследовалось это излучение. Наблюдения [137] за местными галактиками, во время которых обнаружен [129] фиолетовый сдвиг в ореолах, позволили оценить их структуру. Изучение однако, ограничилось в основном внешними источниками излучения галактик [170]. Например, Дитер [87], используя антенну с шириной луча 49 мин, наблюдал за спиральной туманностью Мессье. Наблюдения за Магеллановыми Облаками [152, 153, 155, 297], угол зрения которых равен  $8^\circ$ , производились с помощью антенны с шириной луча  $1,5^\circ$ . Используя результаты наблюдений, удалось непосредственно определить распределение масс и скоростей нейтрального водорода. Результаты измерений интенсивности спектральной линии водорода [189] группы звезд типа Орион подтвердили результаты оптических наблюдений, позволивших определить скорость удаления этих звезд, равную нескольким километрам в секунду, и время их жизни, исчисляемую примерно миллионом лет. С помощью 18-м параболоида было произведено исследование линейчатого излучения трех созвездий Галактики [127]. Например, при наблюдении созвездия Геркулеса, угол зрения которого равен  $4,5^\circ$ , а удаление — 58 миллионам парсек, было найдено, что шумовая температура антенны равна  $1,5^\circ \text{K}$ , а скорость удаления —

$1,004 \cdot 10^7$  м/сек. Используя уравнение (26.5) и подставляя в него выражения для  $\Omega_S$  и  $\Omega_A$ , получаем [128]

$$T_A = T_N (d/D)^2 \frac{1}{\Omega_0} \left(1 - \frac{HD}{c}\right)^2, \quad (26.40)$$

где  $d$  — линейный диаметр источника излучения,  $D$  — расстояние до него;  $\Omega_0$  — угол сдвига фазы колебаний центральной частоты спектральной линии. При учете релятивистского эффекта Допплера можно показать, что на расстоянии 1600 миллионов парсек частота спектральной линии водорода уменьшается до 204 Мгц, чему соответствует  $T_A = 0,1^\circ$  К при  $d = 305$  м. Этот метод, таким образом, является более полезным для изучения красного смещения излучения удаленных источников [314], чем оптический метод.

Истинный профиль поглощения [171] радиоволн, обусловленного наличием водорода между дискретным источником радиоизлучения и приемной антенной, можно получить путем введения в профиль, полученный в результате наблюдения, поправки на излучение всей массы водорода, расположенной в пределах луча антенны. Ввиду того что поглощение производится газом, находящимся в пределах телесного угла зрения дискретного источника, разрешающая способность антенн оказывается весьма высокой. Такая величина разрешающей способности антенн эквивалентна апертуре размером в 1 км.

Первоначально измерения производились с помощью 15,2-мм парабооида [118], ширина луча которого была равна 55 мин, и приемника с полосой пропускания 55 кгц. Дополнительные уточнения [179] позднее были получены с помощью приемника, полоса пропускания которого [118] была равна 5,5 кгц. Эти и другие результаты [261], полученные при исследовании, например, Кассиопеи А, показывают, что на зависимость интенсивности излучения от скорости источника влияет тонкая структура профиля поглощения промежуточных водородных облаков. Расчет распределения скоростей движения водорода дает возможность оценить [276,277] минимальное расстояние до дискретного источника излучения. Лебедь А представляет собой источник излучения, в состав которого входит нейтральный водород. Этот газ поглощает часть непрерывного излучения, что дает возможность использовать абсорбционные методы [172] для определения скорости удаления источника излучения. В работах [34, 313] предлагается использовать результаты исследований спектральной линии водорода для обнаружения весьма слабых межзвездных магнитных полей путем учета эффекта Зеемана. Наличие магнитного поля напряженностью  $10^{-5}$  э приводит к разделению спектральной линии на две, разнесенные по частоте на 30 гц.

Результаты, полученные с помощью методов радиоастрономии, находят широкое применение в космической электродинамике. Излучение энергии может быть объяснено, например, процессами, подобными процессам, протекающим в синхротроне. Кроме того, детальное рассмотрение этих результатов позволяет получить до-

полнительную информацию о Вселенной. Наличие красного смещения приводит к значительному уменьшению плотностей потоков, идущих от удаленных источников. Величину этого уменьшения можно обнаружить путем сравнения [230] количества источников с различными плотностями потока энергии излучения с числом источников, полученным при расчетах с использованием различных космологических моделей. Общие методы радиоастрономии находят применение в других областях науки и техники.

В силу того что рассматриваемые в нашем анализе расстояния значительно превышают расстояния Релея, даже применительно к антеннам с очень большим коэффициентом направленного действия некоторые дискретные источники излучения можно использовать [26, 146, 263, 303, 319, 320] для определения полярных диаграмм направленности антенн. Более того, ввиду слабого влияния погоды на распространение радиоволн представляется возможным использовать излучение Солнца [150, 177, 374] для создания всепогодного секстанта. Хэддок [116] показал, что при дальнейшем совершенствовании приемников и антенн можно будет использовать радиоизлучение некоторых звезд для создания радиосекстанта, который может работать круглосуточно.

## 26.5. РАДИОЛОКАЦИОННАЯ АСТРОНОМИЯ

Если ширина луча антенны передатчика, установленного на поверхности Земли, достаточно широка для облучения всего космического объекта, то, как это показано в § 25.1.1, величина отраженной энергии, поступающей на вход приемника, определяется соотношением радиолокации

$$P_R = P_T \sigma A_e^2 / 4\pi \lambda^2 R^4. \quad (26.41)$$

Если же, с другой стороны, ширина луча такова, что вся энергия передатчика падает только на объект,

$$R_R = P_T A_e \rho^2 / 4\pi R^2, \quad (26.42)$$

где в выражении для коэффициента отражения  $\rho$  учтена и степень направленности, зависящая от типа рассеяния. Применительно к гладкой металлической сфере обычно имеем:  $r$  (радиус сферы)  $\gg \lambda$ ,  $\rho = 1$ , а  $\sigma = \pi r^2$ . Так как интенсивность отраженного сигнала быстро убывает с увеличением расстояния, то, пользуясь методами радиолокационной астрономии, мы можем наблюдать только ближайшие космические тела. Рассмотрим, например, Луну [393]. Полагая  $\rho^2 = 0,17$  и что величина эффективного диаметра антенны составляет 0,85 от ее физического диаметра  $d$ , из уравнений (26.41) и (26.42) получаем

$$P_R = 7,19 \cdot 10^{-33} P_T d^4 f^2, \quad (26.43)$$

$$P_R = 3,918 \cdot 10^{-22} P_T d^2, \quad (26.44)$$

где  $f$  — частота в мегагерцах, а  $d$  — диаметр в метрах. На рис. 26.16 представлена зависимость  $P_T/P_R$  от частоты. Мощность минимального обнаруживаемого сигнала, если коэффициент шума приемника составляет 10, а полоса пропускания 20 гц, равна  $8 \cdot 10^{-20}$  вт. Таким образом,  $P_T = 1$  квт, а затухание сигнала при распространении до Луны и обратно равно 221 дб.

Если неровности лунной поверхности много меньше длины волны, отражение будет зеркальным; если же неровности имеют

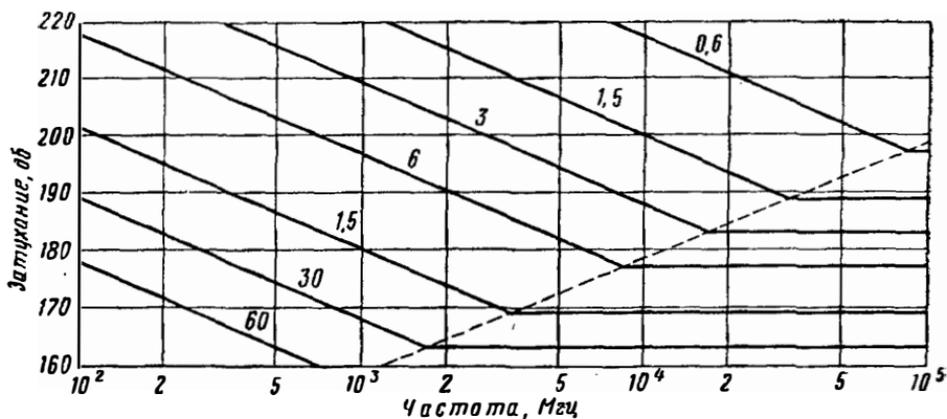


Рис. 26. 16. Затухание радиолокационного сигнала, отраженного от поверхности Луны.

Размер антенны выражен в метрах. Коэффициент отражения равен 0,17; ширина импульса 12 мсек. (См. [84].)

порядок длины волны, функция рассеяния задается законом косинуса Ламберта и некоторые части диска затемняются; если неровности оказываются много больше длины волны, функция рассеяния определяется законом Лоуммеля — Силигера и Луна представляется в виде равномерно яркого диска.

Частота отраженного сигнала несколько отличается от частоты излучаемого сигнала благодаря эффекту Доплера. Аксиальный спин Луны является причиной возникновения доплеровского расширения спектра, соответствующего положительной или отрицательной скорости лимба относительно центра тяжести. Доплеровский сдвиг частот, обусловленный вращением Земли со скоростью 380 м/сек [261], равен  $2,5 \cdot 10^{-6} f$ . Величина же доплеровского сдвига благодаря относительному движению Земли и Луны со скоростью 80 м/сек оказывается много меньшей.

Радиолокационное отражение от поверхности Луны впервые было получено [184, 198, 269] на частоте 111,5 Мгц с помощью решетки диполей площадью 12 м<sup>2</sup>, коэффициент направленного действия которой был равен 250. Величина доплеровского сдвига была равна 327 гц. Поэтому супергетеродинный приемник с 4 ступенями преобразования был настроен с учетом этого сдвига. Мощность пере-

датчика была равна 3 квт, коэффициент шума приемника 5 дб, а полоса пропускания приемника 50 гц. Отражение от Луны было получено также [22] на частоте 120 Мгц. В опытах [98] с разнесенными передатчиком и приемником с использованием непрерывного излучения мощностью 40 квт на частоте 312,85 Мгц было обнаружено явление быстрого фединга, обусловленное эффектом Доплера. Исследование эффекта вращения Фарадея в ионосфере дало возможность [51, 81, 202] определить содержание электронов в ионосфере Земли. Поворот плоскости поляризации на 180° в течение 6 час приводит [315] к появлению фединга глубиной в 16 дб.

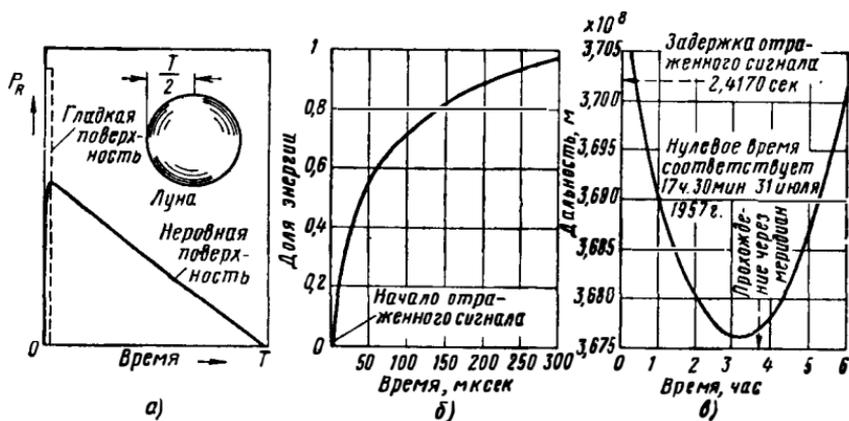


Рис. 26. 17. Отражение импульсного сигнала от поверхности Луны:

а—форма отраженного сигнала; б—относительная величина энергии принимаемого сигнала при длительности импульса 10 мксек и частоте несущей 198 Мгц; в—расстояние до Луны при измерении на частоте 2,86 Мгц и длительности импульса 2 мксек. (См. [262, 273].)

Изучение отражающих свойств лунной поверхности производилось с помощью импульсов, ширина которых была малой по сравнению с временем прохождения через поверхность. Если поверхность Луны совершенно гладкая, эхо-сигналы приходят в основном от первой зоны Френеля, т. е. отражение происходит от самого ближайшего слоя, радиальная толщина которого равна  $\lambda/4$ . Сигналы, отраженные от других зон Френеля, достаточно часто приходят в противофазе, что приводит к их взаимной компенсации, в силу чего полная интенсивность отраженного поля равна половине той, которая ожидается от одной первой зоны. Пиковое значение отраженного сигнала будет, таким образом, одинаковым и для импульсного, и для непрерывного режимов работы. Это показано на рис. 26.17, а вертикальной линией. Отраженный сигнал от весьма неровной поверхности будет протяженным, а его форма совпадает с видом распределения радиолокационной яркости по видимому диску. Так как расстояние от ближайшей к Земле точки поверхности Луны до края ее диска равно 1700 км, то длительность отраженного сигнала оказывается равной 11,6 мксек, и в случае по-

стоянной яркости огибающая его имеет форму, изображенную на рис. 26.17, а.

Трекслер [262] произвел исследование отражений от Луны при импульсном режиме работы на частоте 198 МГц. Он пользовался антенной, имевшей форму параболоида с эллиптической апертурой, размером 67×80 м. Коэффициент направленного действия антенны равен 40 дБ, ширина луча 1,4°, мощность передатчика 1,2 Вт, длительность импульса 10 мксек. На графике рис. 26.17, б представлена зависимость относительной величины энергии принимаемого сигнала от времени, начало отсчета которого совпадает с моментом прихода сигнала. Из рассмотрения этой зависимости видно, что более половины энергии принимаемого сигнала приходится на первые 50 мксек; сигнал такой длительности эквивалентен сигналу, получаемому при отражении от круга диаметром 335 км (приблизительно одна десятая диаметра Луны). Результаты измерений, произведенных Япли [279] на частоте 2,86 ГГц с помощью 15,3-м параболоида и передатчика мощностью 2,3 Вт при длительности импульса порядка 2 мксек, показывают, что ослабление сигнала при распространении до Луны и обратно равно 200 дБ. Такая величина ослабления соответствует наличию рассеивающей поверхности, площадь поперечного сечения которой равна  $2,5 \cdot 10^8 \text{ м}^2$ .

Эти и другие результаты [298, 299, 309, 345] можно объяснить [293, 307, 308, 357, 383], используя концепцию квазигладкого механизма рассеяния. Главную часть сигнала образуют радиоволны, имеющие структуру сигнала, отраженного от гладкого тела. На этот сигнал накладываются отражения от зеркальных поверхностей типа гор или кратеров, которые ориентированы так, что отраженный сигнал распространяется в сторону Земли. Расстояние до Луны можно легко определить с помощью радиолокационной аппаратуры. Некоторые результаты подобных измерений на частоте 2,86 ГГц приведены на рис. 26.17, в. Период повторения импульсов был 4 мсек; следовательно, одновременно в эфире находилось около 600 импульсов. Результирующая неопределенность в определении дальности была разрешена при рассмотрении импульсов на экране электроннолучевой трубки, периоды развертки которой отличались друг от друга на 10 мксек.

Можно предполагать, что интенсивность сигналов, отраженных от Солнца [300] и планет, будет много слабее интенсивности сигналов, отраженных от Луны. Если идеализировать космические тела, считая их поверхность ровной и идеально отражающей, а форму сферической, то соответствующий энергетический параметр отраженного сигнала имеет вид  $\pi r^2/D^4$ . Эти данные, отнесенные к отражению от Луны, приведены в таблице 26.4. При количественном изучении радиолокационного сигнала, отраженного от Солнца, Керр [151] показал, что на частоте 30 МГц при учете поправки на рефракцию и поглощение в солнечной атмосфере поперечное сечение рассеивающей поверхности равно  $1,5 \pi r_s^2$ . Ввиду вращения Солнца для приема 55% энергии отраженного сигнала требуется полоса про-

пускания приемника порядка 500 *гц*. Считая эффективную температуру Солнца равной  $9 \cdot 10^6$  К, а температуру антенны за счет наличия шума галактик  $1,75 \cdot 10^4$  К, получаем, что мощность шумов на входе антенны с коэффициентом направленного действия 35 *дб* равна  $2,2 \cdot 10^{-16}$  *вт*. Если время последетекторного накопления равно 10 *сек*, длительность импульса больше 7 *сек*, а мощность передатчика 22 *квт*, то отношение сигнал/шум на выходе приемника достигает 10 *дб*. Интенсивность сигналов, получаемых при отражении от планет, оказывается настолько малой, что их наблюдение, вероятно, будет возможно лишь при использовании очень большого времени накопления. Сигналы, полученные при отражении от Венеры, были выделены следующим образом: выходное напряжение приемника подавалось на вход цифровой вычислительной машины, где накопление его осуществлялось в течение нескольких недель.

Т а б л и ц а 26.4

Интенсивность сигналов, отраженных от Солнца и планет

Объект	Расстояние <i>D</i> от Земли, км	Радиус <i>r</i> , км	Интенсивность $\pi r^2/D^4$ , м <sup>-2</sup>	Интенсивность относительно сигнала, отра- женного от Луны
Луна . . . . .	$3,8 \cdot 10^5$	$1,74 \cdot 10^3$	$3 \cdot 10^{-22}$	1
Солнце . . . . .	$1,5 \cdot 10^8$	$7,0 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^{-27}$	$1 \cdot 10^{-5}$
Венера . . . . .	$3,7 \cdot 10^7$	$6,1 \cdot 10^3$	$6 \cdot 10^{-29}$	$2 \cdot 10^{-7}$
Марс . . . . .	$5,3 \cdot 10^7$	$3,4 \cdot 10^3$	$4 \cdot 10^{-30}$	$1,3 \cdot 10^{-8}$
Меркурий . . . . .	$7,7 \cdot 10^7$	$2,4 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^{-31}$	$1,7 \cdot 10^{-9}$
Юпитер . . . . .	$5,8 \cdot 10^8$	$7,1 \cdot 10^4$	$1 \cdot 10^{-31}$	$3,3 \cdot 10^{-10}$
Сатурн . . . . .	$1,2 \cdot 10^9$	$6,0 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^{-33}$	$1,7 \cdot 10^{-11}$
Уран . . . . .	$2,5 \cdot 10^9$	$2,5 \cdot 10^4$	$5 \cdot 10^{-35}$	$1,7 \cdot 10^{-13}$
Нептун . . . . .	$4,2 \cdot 10^9$	$2,6 \cdot 10^4$	$7 \cdot 10^{-36}$	$2,3 \cdot 10^{-14}$

В течение последних лет мы были свидетелями запуска большого количества космических тел. Эти тела, имеющие форму сферы диаметром от 1 до 100 *м*, могут быть оборудованы передатчиками, переизлучателями и отражающими антеннами. В случае удаления этих тел из околоземного пространства предоставляется возможность обеспечить слежение за ними на значительные расстояния путем использования чувствительных приемников или вторичных радиолокационных станций.

Чаще всего эти тела выводятся на орбиту вокруг Земли и переходят в режим искусственных спутников последней. Период обращения по орбите зависит от высоты полета над поверхностью Земли и находится в пределах 100 *мин* для диапазона высот от 100 до 1000 *км*. В зависимости от положения орбиты спутник бывает виден с различных точек Земли. В особом же случае 24-час орбиты спутник кажется

неподвижным по отношению к Земле. За искусственными спутниками можно наблюдать [283] с помощью обычной радио- и радиолокационной аппаратуры. Дальность и пеленг спутника [53, 191, 281] можно определять с помощью интерферометрических методов, а точное измерение [7, 28] доплеровского сдвига частот позволяет найти величину скорости. В ходе таких измерений можно получить данные о состоянии ионосферы путем исследования эффекта вращения Фарадея [35]. Излучение внешнего пространства можно исследовать [127, 304, 316, 356] с помощью телескопов, установленных на борту спутников.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. A a g o n s, J., B a r r o n, W. R., and C a s t e l l i, J. P.: «Radio Astronomy Measurements at V.H.F. and Microwaves», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 325.
2. A d g i e, R. L., and H e y, J. S.: «Intensity of the Radio Line of Galactic Deuterium», *Nature*, 1957, **179**, p. 370.
3. A d g i e, R. L., and S m i t h, F. G.: «The Radio Emission Spectra of Four Discrete Sources and of the Background Radiation», *Observatory*, 1956, **76**, p. 181.
4. A k a b a n e, K.: «A Polarimeter in the Microwave Region», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 194.
5. A k a b a n e, K.: «Lunar Radiation at 3000 Mc/s», *Proc. imp. Acad. Japan*, 1955, **31**, p. 161.
6. A k a b a n e, K., and H a t a n a k a, T.: «Polarization of Solar Radio Outbursts», *Nature*, 1957, **180**, p. 1062.
7. A l l a n, A., H., and D r u m m o n d, J. E.: «Doppler Measurements on Soviet Satellites», *New Zealand J. Sci. Technol.*, 1958, 1, No. 2, p. 143.
8. A l l e n, C. W.: «The Variation of Decimetre-Wave Radiation with Solar Activity», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1957, **117**, p. 174.
9. A l l e n, C. W., and G u m, C. S.: «Survey of Galactic Radio Noise at 200 Mc/s», *Austral. J. sci. Res.*, 1950, **3A**, p. 224.
10. A l o n, I., K u n d u, M. R., and S t e i n b e r g, J. L.: «Interferometer for the Study of Localized Solar Sources of Centimetre Waves», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1957, **244**, p. 1726.
11. A l o n, I., A r s a c, J., and S t e i n b e r g, J. L.: «Distribution of Radio Brightness on the Solar Disk at 9-35 kMc/s», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1955, **237**, p. 300.
12. A l o n, I., A r s a c, J., and S t e i n b e r g, J. L.: «Interferometer Observations of Solar Radiation at 9350 Mc/s», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1955, **240**, p. 595.
13. A l s o p, L. E., G i o r d m a i n e, J. A., M a y e r, C. H., and T o w n e s, C. H.: «Observations using a Maser Radiometer at 3 cm Wavelength», *Astron. J.*, 1958, **63**, p. 301.
14. A o k i, K.: «Observation of the Partial Solar Eclipse (February 14th, 1953) at the Wavelength of 10 Centimetres (3000 Mc/s)», *Rep. ionosphere Res. Japan*, 1953, **7**, p. 109.
15. A p p l e t o n, E. V.: «Departure of Long-wave Solar Radiation from Black Body Intensity», *Nature*, 1945, **156**, p. 534.
16. A p p l e t o n, E. V., and H e y, J. S.: «Solar Radio Noise», *Phil. Mag.*, 1946, **37**, p. 73.
17. A p p l e t o n, E. V., and H e y, J. S.: «Circular Polarization of Solar Radio Noise», *Nature*, 1946, **158**, p. 339.
18. A r s a c, J., B l u m, E. J., L e s t e l, J. H., and S t e i n b e r g, J. L.: «Two U.H.F. Radiometers (160 Mc/s and 9350 Mc/s) and some Radio Astronomy Applications», *Onde elect.*, 1953, **33**, p. 527.

19. Ar s a c, J.: «New Array for Radio-Astronomical Observations of the Sun's Brightness at 9350 Mc/s», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1955, **240**, p. 942.
20. Ar s a c, J.: «Interferometric Study of Brightness Distributions in Radio Astronomy», *Rev. Opt.*, 1956, **35**, pp. 65, 136 and 396.
21. B a r r e t t, A. H., and L i l l e y, A. E.: «A Search for the 18-cm Line of OH in the Interstellar Medium», *Astron. J.*, 1957, **62**, p. 5.
22. B a y, Z.: Reflection of Microwaves from the Moon», *Acta Phys. Hung.*, 1946, **1**, p. 1.
23. B l u m, E. J., B o i s c h o t, A., and G i n a t, M.: «The Multiple-Aerial Interferometer at the Nancay Station», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1956, **243**, p. 19.
24. B l u m, E. J., D e n i s s e, J. F., and S t e i n b e r g, J. L.: «Radio Astronomy at the Meudon Observatory», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 39.
25. B l y t h, J. H.: «A New Type of Pencil-Beam Aerial for Radio Astronomy», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1957, **117**, p. 644.
- \*26. B o g u s l a v t s e v, O. A., M o l c h a n o v, A. P., O l y a n y k, P. V., and P o n o m a r e n k o, L. M.: «Investigation of Aerials using Cosmic Sources of Radio Emission with Finite Dimensions», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 873.
27. B o k, B. J.: «The George R. Agassiz Radio Telescope of Harvard observatory», *Nature*, 1956, **178**, p. 232.
28. B o l l j a h n, J. T.: «Effects of Satellite Spin on Ground-Received Signal», *Trans. I.R.E.*, 1958, **AP-6**, p. 260.
29. B o l t o n, J. G.: «Discrete Sources of Galactic Radio Frequency Noise», *Nature*, 1948, **162**, p. 141.
30. B o l t o n, J. G., and S t a n l e y, G. J.: «Observations on the Variable Source of Cosmic Radio-Frequency Radiation in the Constellation of Cygnus», *Austral. J. sci. Res.*, 1948, **1A**, p. 58.
31. B o l t o n, J. G., and S t a n l e y, G. J.: «Variable Source of Radio-Frequency Radiation in the Constellation of Cygnus», *Nature*, 1948, **161**, p. 312.
32. B o l t o n, J. G., and S t a n l e y, G. J.: «The Position and Probable Identification of the Galactic Source Taurus A», *Austral. J. sci. Res.*, 1949, **2A**, p. 139.
33. B o l t o n, J. G., and S l e e, O. B.: «Galactic Radiation at Radio Frequencies: The Sea Interferometer», *Austral. J. Phys.*, 1953, **6**, p. 420.
34. B o l t o n, J. G., and W i l d, J. P.: «On the Possibility of Measuring Interstellar Magnetic Fields by 21-cm Zeeman Splitting», *Astrophys. J.*, 1957, **125**, p. 296.
35. B o w h i l l, S. A.: «The Faraday-Rotation Rate of a Satellite Radio Signal», *J. ammos. terrest. Phys.*, 1958, **13**, p. 175.
36. B r a c e w e l l, R. N.: «Strip Integration in Radio Astronomy», *Austral. J. Phys.*, 1956, **9**, p. 198.
37. B r a c e w e l l, R. N., and R o b e r t s, J. A.: «Aerial Smoothing in Radio Astronomy», *Austral. J. Phys.*, 1954, **7**, p. 615.
38. B r a c e w e l l, R. N., and S t a b l e f o r d, C. V.: «Critical Frequency, Refractive Index, and Cone of Escape in the Solar Corona», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 198.
39. B r a c e w e l l, R. N.: «Restoration in the Presence of Errors», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 106.
40. B r a c e w e l l, R. N.: «Radio Interferometry of Discrete Sources», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 97.
41. B r a c e w e l l, R. N.: «Simple Graphical Method of Correcting for Instrumental Broadening», *J. Opt. Soc. Amer.*, 1955, **45**, p. 873.
42. B r a c e w e l l, R. N.: «Chord Construction for Correcting Aerial Smoothing», *Austral. J. Phys.*, 1955, **8**, p. 200.
43. B r a c e w e l l, R. N.: «Correction for Gaussian Aerial Smoothing», *Austral. J. Phys.*, 1955, **8**, p. 54.
44. B r a c e w e l l, R. N.: «Two-Dimensional Aerial Smoothing in Radio Astronomy», *Austral. J. Phys.*, 1956, **9**, p. 297.

45. Brown, R. H., Jennison, R. C., and Das Gupta, M. K.: «Apparent Angular Sizes of Discrete Radio Sources», *Nature*, 1952, **170**, p. 1061.
46. Brown, R. H., and Twiss, R. Q.: «A New Type of Interferometer for Use in Radio Astronomy», *Phil. Mag.*, 1954, **45**, p. 663.
47. Brown, R. H., Palmer, H. P., and Thompson, A. R.: «A Rotating Lobe Interferometer and its Application to Radio Astronomy», *Phil. Mag.*, 1955, **46**, p. 857.
48. Brown, R. H., and Twiss, R. Q.: «A Test of a New Type of Stellar Interferometer on Sirius», *Nature*, 1956, **178**, p. 1046.
49. Brown, R. H., Palmer, H. P., and Thompson, A. R.: «Polarization Measurements on Three Intense Radio Sources», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1955, **115**, p. 487.
50. Brown, R. H., and Lovell, A. C. B.: «The Exploration of Space by Radio», (Chapman and Hall, London, 1957).
51. Browne, I. C., Evans, J. V., Hargreaves, J. K., and Murray, W. A. S.: «Radio Echoes from the Moon», *Proc. Phys. Soc.*, 1956, **69B**, p. 901.
52. Burke B. F.: «Mills Cross Radio Telescopes», *Actron. J.*, 1956, **6**, p. 167.
53. Carrara, N., Checcacci, P. F., and Ronchi, L.: «Determination of the Orbit of an Artificial Satellite», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 75.
54. Castelli, J. P., Aarons, J., Feriolc, C., and Casey, J.: «Absorption, Refraction and Scintillation Measurements at 4700 Mc/s with a Travelling-Wave-Tube Radiometer», *Plan. Space Sci.*, 1959, **1**, p. 50.
55. Christiansen, W. N., Yabsley, D. E., and Mills, B. H.: «Eclipse Observations of Solar Radiation at a Wavelength of 50 cm» *Nature*, 1949, **164**, p. 569.
56. Christiansen, W. N., and Hindman, J. V.: «A Preliminary Survey of 1420 Mc/s Line Emission from Galactic Hydrogen», *Austral. J. sci. Res.*, 1952, **5**, 437.
57. Christiansen, N.: «A High-Resolution Aerial for Radio Astronomy», *Nature*, 1953, **171**, p. 831.
58. Christiansen, W. N., and Warburton, J. A.: «The Sun in Two Dimensions at 21 cm», *Observatory*, 1955, **75**, p. 9.
59. Christiansen, W. N., and Warburton, J. A.: «The Distribution of Radio Brightness over the Solar Disk at a Wavelength of 21 Centimetres: II, The Quiet Sun — One-Dimensional Observations», *Austral. J. Phys.*, 1953, **6**, p. 262.
60. Christiansen, W. N., and Warburton, J. A.: «The Distribution of Radio Brightness over the Solar Disk at a Wavelength of 21 Centimetres: III, The Quiet Sun — Two-Dimensional Observations», *Austral. J. Phys.*, 1955, **8**, p. 474.
61. Christiansen, W. N., and Mathewson, D. S.: «Scanning the Sun with a Highly Directional Array», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 127.
62. Christiansen, W. N., and Warburton, J. A.: «The Distribution of Radio Brightness over Solar Disk at a Wavelength of 21 cm: I, A New Highly Directional Aerial System», *Austral. J. Phys.*, 1953, **6**, p. 190.
63. Christiansen, W. N., Mathewson, D. S., and Pawsey, J. L.: «Radio Pictures of the Sun», *Nature*, 1957, **180**, p. 944.
64. Christiansen, W. N., Warburton, J. A., and Davies, R. D.: «The Distribution of Radio Brightness over the Solar Disk at a Wavelength of 21 Centimetres: IV, The Slowly Varying Component», *Austral. J. Phys.*, 1957, **10**, p. 491.
65. Coates, R. J.: «Observation of a Solar Flare at 4.3 mm Wavelength» *Nature*, 1958, **182**, p. 361.
66. Coates, R. J.: «Measurements of Solar Radiation and Atmospheric Attenuation at 4.3 Millimetre Wavelength», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 122.
67. Cohen, M. H.: «Radio Astronomy Polarization Measurements», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 172.

68. Cohen, M. H.: «The Cornell Radio Polarimeter», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 183.
69. Conway, R. G.: «Observations of Discrete Radio Sources at a Frequency of 500 Mc/s», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1957, **117**, p. 692.
70. Coutrez, R.: «Principles and Present Results of Radio Astronomy», *Rev. H.F.*, 1958, **4**, p. 71.
71. Coutrez, R., Hunaerts, J., and Koecklenbergh, A.: «Radio Emission from Comet 1956h on 600 Mc/s», *Naturwiss.*, 1957, **14**, p. 392, and *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 274.
72. Covington, A. E.: «Microwave Sky Noise», *J. geophys. Res.*, 1950, **55**, p. 33, and *Terrest. Magnet. atoms. Elect.*, 1947, **52**, p. 339.
73. Covington, A. E.: «Microwave Solar Noise Observations during the Partial Eclipse of November 23rd, 1946», *Nature*, 1947, **159**, p. 405.
74. Covington, A. E.: «Solar Noise Observations at 10.7 Centimetres», *Proc. I.R.E.*, 1948, **36**, p. 454.
75. Covington, A. E.: «Circularly Polarized Solar Radiation on 10.7 Centimetres», *Proc. I.R.E.*, 1949, **37**, p. 407.
76. Covington, A. E.: «Some Characteristics of 10.7 Centimetre Solar Noise», *J. Roy. Astron. Soc. Canada*, 1951, **45**, p. 15.
77. Covington, A. E., and Broten, N. W.: «Brightness of the Solar Disk at a Wavelength of 10.7 Centimetres», *Astrophys. J.*, 1954, **119**, p. 569.
78. Covington, A. E., and Broten, N. W.: «An Interferometer for Radio Astronomy with a Single-Lobed Radiation Pattern», *Trans. I.R.E.*, 1957, **AP-5**, p. 247.
79. Covington, A. E., and Medd, W. J.: «Variations of the Daily Level of the 10.7 cm Solar Emission», *J. Roy. Astron. Soc. Canada*, 1954, **48**, p. 136.
80. Covington, A. E., and Harvey, G. A.: «Resolving Power of Three Antenna Patterns Derived from the Same Aperture», *Canad. J. Phys.*, 1959, **37**, p. 1216.
81. Daniels, F. B., and Bauer, S. J.: «Measurement of the Ionospheric Faraday Effect by Radio Waves Reflected from the Moon», *Nature*, 1958, **181**, p. 1392.
82. Denisse, J. F., Leroux, E., and Steinberg, J. L.: «Observations of Galactic Radiation on a Wavelength of 33 cm», *C.R. Acad.Sci. (Paris)*, 1955, **240**, p. 278.
83. Denisse, J. F., Lequeux, J., and Roux, E. Le.: «New Observation of Cosmic Radiation at a Wavelength of 33 cm», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1957, **244**, p. 3030.
84. DeWitt, J. H., and Stodola, E. K.: «Detection of Radio Signals Reflected from the Moon», *Proc. I.R.E.*, 1949, **37**, p. 229.
85. Dicke, R. H., Beringer, R., Kyhl, R. L., and Vane, A. B.: «Atmospheric Absorption Measurements with a Microwave Radiometer», *Phys. Rev.*, 1946, **70**, p. 340.
86. Dicke, R. H., and Beringer, R.: «Microwave Radiation from the Sun and Moon», *Astrophys. J.*, 1946, **102**, p. 375.
87. Dieter, N. H.: «Observations of Neutral Hydrogen in M33», *Publ. Astron. Soc. Pacific*, 1957, **69**, p. 346.
88. Dodson, H. W., Hedeman, E. R., and Covington, A. E.: «Solar Flares and Associated 2800 Mc/s Radiation», *Astrophys. J.*, 1954, **119**, p. 541.
89. Dodson, H. W.: «Studies at the McMath — Hulbert Observatory of Radio Frequency Radiation at the Time of Solar Flares», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 149.
90. Drake, F. D., and Ewen, H. J.: «A Broad-band Microwave Source Comparison Radiometer for Advanced Research in Radio Astronomy», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 53.
91. Emberson, R. M., and Ashton, N. L.: «The Telescope Programme

- for the National Radio Astronomy Observatory at Green Bank, West Virginia», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 23.
- \*92. E s e p k i n a, N. A.: «A Method of Measuring the Directivity Characteristics of Radiotelescopes with High Resolving Power», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1957, **113**, p. 94.
93. E v a n s, J. V.: «The Scattering of Radio Waves by the Moon», *Proc. Phys. Soc.*, 1957, **70B**, p. 1105.
94. E w e n, H. I.: «Radio Waves from Interstellar Hydrogen», *Sci. Amer.*, 1953, **189**, p. 42.
95. E w e n, H. I., and P u r c e l l, E. M.: «Radiation from Galactic Hydrogen at 1420 Mc/s», *Phys. Rev.*, 1951, **83**, p. 881, and *Nature*, 1951, **168**, p. 356.
96. F i e l d, G. B.: «Excitation of the Hydrogen 21-cm Line», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 240.
97. F i r o r, J.: «A Radio Telescope», *QST*, 1957, **41**, No. 9. p. 37.
98. F r i c k e r, S. J., I n g a l l s, R. P., M a s o n, W. C., and S t o n e, M. L.: «Comparison of Measured and Computed Values of the Rapid Fading Rate of Ultra-High-Frequency Signals Reflected from the Moon», *Nature*, 1958, **182**, p. 1438.
99. F u s c a, J. A.: «Millstone Hill Radar Unit Makes Venus Contact at 28 Million Miles», *Aviation Week*, 1959, **70**, March 23rd, p. 27.
100. G a r d n e r, F. F., and S h a i n, C. A.: «Further Observations of Radio Emission from the Planet Jupiter», *Austral. J. Phys.*, 1958, **2**, p. 55.
101. G a r w i c k, J. V.: «On the Radio Frequency Emission of the Sun», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1947, **224**, pp. 377 and 551.
102. G e b b i e, H. A.: «Detection of Submillimetre Solar Radiation», *Phys. Rev.*, 1957, **107**, p. 1194.
- \*103. G e t m a n z e v, G. G., S t a n k e v i t c h, K. S., and T r o i t z k y, V. S.: «Detection of the Spectral Line of Deuterium from the Centre of the Galaxy on the Wavelength of 91.6 cm», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1955, **103**, p. 738.
104. G i b s o n, J. E.: «Lunar Thermal Radiation at 35 kMc/s», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 280.
- \*105. G i n z b u r g, V. L.: «On Solar Radiation in the Radio Spectrum», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1946, **52**, p. 487.
106. G i o r d m a i n e, J. A., A l s o p, L. E., M a y e r, C. H., and T o w n e s, C. H.: «A Maser Amplifier for Radio Astronomy at X-Band», *Proc. I.R.E.*, 1959, **47**, p. 1062.
107. G o o d m a n, J., and L e b e n b a u m, M.: «A Dynamic Spectrum Analyzer for Solar Studies», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 132.
108. G o r d y, W., D i t t o, S. J., W y m a n, J. H., and A n d e r s o n, R. S.: «Three-Millimetre Wave Radiation from the Sun», *Phys. Rev.*, 1955, **99**, p. 1905.
109. G r i m m, K. W.: «A Spectrometer for the 20 cm Band with Extremely High Resolution and Sensitivity», *Telefunken Z.*, 1956, **29**, No. 113, p. 191.
110. G r u e n b e r g, H.: «A Waveguide Array for Solar Noise Studies», *Trans. I.R.E.*, 1954, **AP-3**, No. 4, p. 147.
111. G u h a, V. C.: «Reversal of Polarization of Microwaves from Sunspots», *Indian J. Phys.*, 1951, **25**, p. 8.
- \*112. G u r z a d y a n, G. A.: «A 'Lunar' Radio Interferometer», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1958, **118**, p. 1094.
113. H a d d o c k, F. T., M a y e r, C. H., and S l o a n a k e r, R. M.: «Radio Observations of Ionized Hydrogen Nebulae and other Discrete Sources at a Wavelength of 9.4 cm», *Nature*, 1954, **174**, p. 176.
114. H a d d o c k, F. T., M a y e r, C. H., and S l o a n a k e r, R. M.: «Radio Emission from the Orion Nebula and other Sources at  $\lambda = 9.4$  cm», *Astrophys. J.*, 1954, **119**, p. 456.
115. H a d d o c k, F. T.: «Introduction to Radio Astronomy», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 3.
116. H a d d o c k, F. T.: «Radio Sextant», *Time*, 1954, **64**, p. 45.

117. H a d d o c k, F. T., and M c C u l l o u g h, T. P.: «Extensions of Radio Source Spectra to a Wavelength of 3 cm», *Astrophys. J.*, 1955, **60**, p. 161.
118. H a g e n, J. P., and M c C l a i n, E. F.: «Galactic Absorption of Radio Waves», *Astrophys. J.*, 1954, **120**, p. 368.
119. H a g e n, J. P., and H e p b u r n, N.: «Solar Outbursts at 8.5 mm Wavelength», *Nature*, 1952, **170**, p. 244.
120. H a g e n, J. P., M c C l a i n, E. F., and H e p b u r n, N.: «Detection of Discrete Radio Sources at 21 cm Wavelength», *Proc. I.R.E.*, 1954, **42**, p. 1811.
121. H a g e n, J. P., L i l l e y, A. E., and M c C l a i n, E. F.: «Absorption of 21 cm Radiation by Interstellar Hydrogen», *Astrophys. J.*, 1955, **122**, p. 361.
122. H a g e n, J. P.: «The Exploration of Outer Space with an Earth Satellite», *Proc. I.R.E.*, 1956, **44**, p. 744.
123. H a r g r e a v e s, J. K.: «Radio Observations of the Lunar Surface», *Proc. Phys. Soc.*, 1959, **73**, p. 536.
124. H a t a n a k a, T., A k a b a n e, K., M o r i y a m a, F., T a n a k a, H., and K a k i n u m a, T.: «A Model for the Solar Enhanced Region at Centimetre Range derived from Partial Eclipse Observations», *Rep. ionosphere Res. Japan*, 1955, **9**, p. 195.
125. H a w k i n s, G. S.: «The Development of Radio Astronomy», *Amer. Sci.*, 1957, **45**, p. 13.
126. H e a d, A. K.: «A New Form for a Giant Radio Telescope», *Nature*, 1957, **179**, p. 692.
127. H e e s c h e n, D. S.: «21-cm Line Emission from the Coma Cluster», *Astrophys. J.*, 1956, **124**, p. 660.
128. H e e s c h e n, D. S., and D i e t e r, N. H.: «Extra-Galactic 21-cm Line Studies», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 234.
129. H e l f e r, H. L., and T a t e l, H. E.: «Preliminary 21 cm Meridian-Plane Surveys», *Astrophys. J.*, 1955, **121**, p. 585.
130. H e n y e y, L. G., and K e e n a n, P. C.: «Interstellar Radiation from Electrons and Hydrogen Atoms», *Astrophys. J.*, 1940, **91**, p. 625.
131. H e y, J. S.: «Solar Radiation in the, 4—6 Metre Radio Wavelength Band», *Nature*, 1946, **157**, p. 47.
132. H e y, J. S., P a r s o n s, S. J., and P h i l l i p s, J. W.: «Fluctuations in Cosmic Radiation at Radio-Frequencies», *Nature*, 1946, **158**, p. 234.
133. H e y, J. S.: «Reports on the Progress of Radio Astronomy», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1949, **109**, p. 179.
134. H e y, J. S.: «Radio Astronomy», *Sci. Progr.*, 1951, **39**, p. 427.
135. H e y, J. S., and H u g h e s, V. A.: «Centimetre-Wave Observations of the Solar Eclipse of 1954 June 30», *Observatory*, 1956, **76**, p. 226.
136. H o r n e r, F.: «Radio Noise from Planets», *Nature*, 1957, **180**, p. 1253.
137. H u l s t, H. C. van de, M u l l e r, C. A., and O o r t, J. H.: «The Spiral Structure of the Outer Parts of the Galactic System Derived from the Hydrogen Emission at 21 cm Wavelength», *Bull. astron. Insts Netherlands*, 1954, **12**, p. 117.
138. H u l s t, H. C. van de: «Radio Waves from Space», *Nederl. Tijdschr. Natuurkunde*, 1945, **11**, pp. 201 and 210.
139. J a e g e r, J. C.: «The Surface Temperature of the Moon», *Austral. J. Phys.*, 1953, **6**, p. 10.
140. J a n s k y, K. C.: «Directional Studies of Atmospherics at High Frequencies», *Proc. I.R.E.*, 1932, **30**, p. 1920.
141. J a n s k y, K. C.: «Electrical Disturbances apparently of Extraterrestrial Origin», *Proc. I.R.E.*, 1933, **21**, p. 1387.
142. J a s i k, H.: «A Wide-Band Antenna System for Solar Noise Studies», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 135.
143. J e n n i s o n, R. C., and G u p t a, M. K. Das: «The Measurement of the Angular Diameter of Two Intense Radio Sources», *Phil. Mag.*, 1956, **1**, p. 55.

144. Jennison, R. C.: «A Phase-Sensitive Interferometer Technique for the Measurement of the Fourier Transforms of Spatial Brightness Distributions of Small Angular Extent», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1958, **118**, p. 276.
- \*145. Kaïdanovskii, N. L., Kardashev, N. S., and Shklovskii, I. S.: «Results of Observations of Discrete Emitters of Cosmic Radio Emission on Wavelength  $\lambda = 3.2$  cm», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1955, **104**, p. 517.
- \*146. Kaïdanovskii, N. L.: «Measurement of the Diagrams of Aerials using Extraterrestrial Sources of R. F. Radiation», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 683.
- \*147. Kaïdanovskii, N. L., Korolkov, D. L., Soboleva, N. S., and Khaikin, C. E.: «Observations of Polarized Radio Waves from Sun Spots on a Wavelength of 3 cm», *Solar Data, Academy of Science (U.S.S.R.)*, 1956, No. 4, and *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1957, **112**, p. 1012.
- \*148. Kazes, I.: «Investigation of Scintillation of the Sun Observed at a Wavelength of 3.2 cm», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1957, **245**, p. 636.
- \*149. Kazes, I., and Steinerberg, J. L.: «Investigation of the Scintillation of the Sun Observed using Several Aerials on a Wavelength of 3.2 cm», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1957, **245**, p. 782.
150. Kelly, J. S., and Stiles, R. G.: «Radiometry and All-Weather Navigation» *J. Amer. Soc. Naval Engrs*, 1951, **63**, p. 381.
151. Kerr, F. J.: «On the Possibility of obtaining Radar Echoes from the Sun and Planets», *Proc. I.R.E.*, 1952, **40**, p. 660.
152. Kerr, F. J., and Vaucoulers, G. de: «Rotations and other Motions of the Magellanic Clouds from Radio Observations», *Austral. J. Phys.*, 1955, **8**, p. 508.
153. Kerr, F. J., and Vaucoulers, G. de: «The Masses of the Magellanic Clouds from Radio Observations», *Austral. J. Phys.*, 1956, **9**, p. 90.
154. Kerr, F. J., and Shain, C. A.: «Reflexion of Radio Waves from the Moon», *Nature*, 1957, **179**, p. 433.
155. Kerr, F. J., Hindman, J. F., and Robinson, B. J.: «Observations of the 21-cm Line from the Magellanic Clouds», *Austral. J. Phys.*, 1954, **7**, p. 297.
156. Klingler, H. H.: «Radio Astronomy», *J. Franklin Inst.*, 1953, **256**, p. 353.
157. Ko, H. C.: «The Distribution of Cosmic Radio Background Radiation», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 208.
158. Kraus, J. D., Ko, H. C., and Matt, S.: «Galactic and Localized Source Observations at 250 Mc/s», *Astron. J.*, 1954, **59**, p. 439.
159. Kraus, J. D.: «Resolution, Pattern Effects, and Range of Radio Telescopes», *Trans. I.R.E.*, 1956, **AP-4**, p. 445.
160. Kraus, J. D.: «Radio Telescopes», *Sci. Amer.*, 1955, **192**, p. 36.
161. Kraus, J. D., and Ksiazek, E.: «New Techniques in Radio Astronomy», *Electronics*, 1953, **26**, September, p. 148.
162. Kraus, J. D.: «The Ohio State University 360-ft Radio Telescope», *Nature*, 1959, **184**, p. 669.
- \*163. Kraus, J. D.: «Radio Telescope Designs of Large Aperture and Low Cost», *Astron. J.*, 1956, **61**, p. 169.
164. Kraus, J. D.: «Radio Telescope Antennas of Large Aperture», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 92.
165. Kundu, M. R.: «Investigations of Persistent Solar Sources at Centimetre Wavelengths», *C.R. Acad. Sci. (Parts)*, 1958, **246**, p. 2740.
166. Kundu, M. R.: «A New High-Resolution Interferometer for Solar Studies», *J. Instn Telecomm. Engrs (New Delhi)*, 1959, **5**, p. 77.
167. Lehany, F. J., and Yabsley, D. E.: «A Solar Noise Outburst at 600 Mc/s and 1200 Mc/s», *Nature*, 1948, **161**, p. 645.
168. Lehany, F. J., and Yabsley, D. E.: «Solar Radiation at 1200 Mc/s, 600 Mc/s, and 200 Mc/s», *Austral. J. sci. Res.*, 1949, **2A**, p. 48.
169. Lequeux, J., Roux, E. Le, and Vinokur, M.: «Interferometer

- using Two Aerials with Variable Spacing at the Nançay Radio-Astronomy Station», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1959, **249**, p. 634.
170. L i l l e y, A. E.: «Association of Gas and Dust from 21 cm Hydrogen-Line Radio Observations», *Astrophys. J.*, 1955, **212**, p. 559.
  171. L i l l e y, A. E., and M c C l a i n, E. F.: «Absorption Techniques as a Tool for 21 cm Research», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 221.
  172. L i l l e y, A. E., and M c C l a i n, E. F.: «The Hydrogen-Line Red Shift of Radio Source Cygnus A», *Astrophys. J.*, 1956, **123**, p. 172.
  173. L i t t l e, C. G.: «A Diffraction Theory of the Scintillations of Stars at Optical and Radio Wavelengths», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1951, **11**, p. 289.
  174. L o v e l l, A. C. B.: «The New Science of Radio Astronomy», *Nature*, 1951, **167**, p. 94.
  175. L o v e l l, A. C. B.: «Radio Astronomy and the Jodrell Bank Telescope», *Proc. I.E.E.*, 1956, **103B**, p. 711.
  176. L o v e l l, A. C. B.: «The Jodrell Bank Radio Telescope», *Nature*, 1957, **180**, p. 60.
  177. M c C o y, D. O.: «An All-Weather Radio Sextant», *Nat. Conv. Rec. I.R.E.*, 1955, pt 5, p. 92.
  178. M c C l a i n, E. F.: «The 600-Foot Radio Telescope», *Sci. Amer.*, 1960, **202**, p. 45.
  179. M c C l a i n, E. F.: «An Approximate Distance Determination for Radio Source Sagittarius A», *Astrophys. J.*, 1955, **122**, p. 376.
  180. M c G e e, R. X., and B o l t o n, J. G.: «Probable Observation of the Galactic Nucleus at 400 Mc/s», *Nature*, 1954, **173**, p. 985.
  181. M c G e e, R. X., S l e e, O. B., and S t a n l e y, G. J.: «Galactic Survey at 400 Mc/s between Declinations — 17° and —49°», *Austral. J. Phys.*, 1955, **8**, p. 347.
  182. M a n n, P. A., and M e z g e r, P.: «The Resolving Power of the R. F. Receiving Equipment of the Radio Telescope», *Telefunken Z.*, 1956, **29**, No. 113, p. 182.
  183. M a r t y n, D. F.: «Origin of Radio Emissions from the Disturbed Sun», *Nature*, 1947, **159**, p. 26.
  184. M a r t y n, D. F.: «Polarization of Solar Radio-Frequency Emissions», *Nature*, 1946, **158**, p. 308.
  185. M a r t y n, D. F.: «Solar Radiation in the Radio Spectrum», *Proc. Roy. Soc.*, 1948, **193A**, p. 44.
  186. M a x w e l l, A. S w a r u p, G., and T h o m p s o n, A. R.: «The Radio Spectrum of Solar Activity», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 142.
  187. M a y e r, C. H., M c C u l l o u g h, T. P., and S l o a n a k e r, R. M.: «Measurements of Planetary Radiation at Centimetre Wavelengths», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 260.
  188. M e d d, W. J., and C o v i n g t o n, A. E.: «Discussion of 10.7 cm Solar Flux Measurements and an Estimation of the Accuracy of Observations», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 112.
  189. M e n o n, T. K.: «Hydrogen Line Study of Stellar Association and Clusters», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 230.
  190. M e z g e r, P., and P r i e s t e r, W.: «The Radio Emission from Interstellar Gas and its Measurement», *Telefunken Z.*, 1956, **29**, No. 113, p. 152.
  191. M i l l e s, M. W.: «Radio Interferometers Track Airborne Vehicles», *Electronic Industr.*, 1958, **17**, No. 10, p. 94.
  192. M i l l s, B. Y.: «Apparent Angular Sizes of Discrete Radio Sources», *Nature*, 1952, **170**, p. 1063.
  193. M i l l s, B. Y., and T h o m a s, A. B.: «Observations of the Source of Radio-Frequency Radiation in the Constellation of Cygnus», *Austral J. sci., Res.*, 1951, **4A**, p. 158.
  194. M i l l s, B. Y., and L i t t l e, A. G.: «A High Resolution Aerial System of a New Type», *Austral. J. Phys.*, 1953, **6**, p. 272.
  195. M i l l s, B. Y., L i t t l e, A. G., and S l e e, O. B.: «A High Resolution Radio Telescope for Use at 3.5 m», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 67.

196. Minnett, H. C., and Labruin, N. R.: «Solar Radiation at a Wavelength of 3.18 Centimetres», *Austral. J. sci. Res.*, 1950, **3A**, p. 60.
197. Minnis, C. M., and Bazzard, G. H.: «Similarities in the Characteristics of Solar Radiation at  $\lambda = 10.7$  cm and in the Far Ultraviolet», *Nature*, 1958, **181**, p. 1796.
198. Mofensen, J.: «Radar Echoes from the Moon», *Electronics*, 1946, **19**, p. 92.
199. Moxon, L. A.: «Variation of Cosmic Radiation with Frequency», *Nature*, 1946, **158**, p. 758.
200. Muller, C. A., and Oort, J. H.: «The Interstellar Hydrogen Line at 1420 Mc/s and an Estimate of Galactic Rotation», *Nature*, 1951, **168**, p. 357.
201. Muller, C. A.: «21 cm Absorption Effects in the Spectra of Two Strong Radio Sources», *Astrophys. J.*, 1957, **125**, p. 830.
202. Murray, W. A. S., and Hargreaves, J. K.: «Lunar Radar Echoes and the Faraday Effect in the Ionosphere», *Nature*, 1954, **173**, p. 944.
203. Oda, M., and Takakura, T.: «A Study of the Solar Noise at 3300 Mc/s» *J. Phys. Soc. Japan*, 1951, **6**, p. 202.
204. Pawsey, J. L., and Bracewell, R. N.: «Radio Astronomy» (Clarendon Press, Oxford, 1955).
205. Pawsey, J. L.: «A Catalogue of Reliably Known Discrete Sources of Cosmic Radio Waves», *Astrophys. J.*, 1955, **121**, p. 1.
206. Pawsey, J. L.: «Solar Radio Frequency Radiation», *Proc. I.E.E.*, 1950, **97**, pt III, p. 290.
207. Pawsey, J. L.: «Radio Astronomy in Australia», *J. Roy. Astron. Soc. Canada*, 1953, **47**, p. 137.
208. Penfield, H.: «A Phase-Tracking Interferometer», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 321.
209. Pettit, E.: «Radiation Measurements on the Eclipsed Moon», *Astrophys. J.*, 1940, **91**, p. 408.
210. Pick-Gutmann, M., and Steinberg, J. L.: «16-Aerial Array Operating at 9.3 Gc/s», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1959, **248**, p. 2452.
211. Piddington, J. H., and Minnett, H. C.: «Microwave Thermal Radiation from the Moon», *Austral. J. sci. Res.*, 1949, **2A**, p. 63.
212. Piddington, J. H., and Hindman, J. V.: «Solar Radiation at a Wavelength of 10 Centimetres, including Eclipse Observations», *Austral. J. sci. Res.*, 1949, **2A**, p. 524.
213. Piddington, J. H., and Minnett, H. C.: «Solar Radiation of Wavelength 1.25 Centimetres», *Austral. J. sci. Res.*, 1949, **2A**, p. 539.
214. Piddington, J. H., and Minnett, H. C.: «Observations of Galactic Radiation at Frequencies of 1210 and 3000 Mc/s», *Austral. J. sci. Res.*, 1951, **4A**, p. 459.
215. Piddington, J. H., and Minnett, H. C.: «Radio Frequency Radiation from the Constellation of Cygnus», *Austral. J. sci. Res.*, 1952, **5A**, p. 17.
216. Piddington, J. H.: «Thermal Theories of the High-Intensity Components of Solar Radio-Frequency Radiation», *Proc. Phys. Soc.*, 1953, **66**, p. 97.
217. Piddington, J. H., and Trent, G. H.: «Cosmic Radio Sources Observed at 600 Mc/s», *Austral. J. Phys.*, 1956, **9**, p. 74.
218. Piddington, J. H., and Trent, G. H.: «A Survey of Cosmic Radio Emission at 600 Mc/s», *Austral. J. Phys.*, 1956, **9**, p. 481.
219. Price, R., Green, P. E., Gobllick, J. J., Kingston, R. H., Kraft, L. G., Pettengill, G. H., Silver, R., and Smith, W. B.: «Radar Echoes from Venus», *Science*, 1959, **129**, p. 751.
220. Reber, G.: «Cosmic Static», *Astrophys. J.*, 1944, **100**, p. 279.
221. Reber, G.: «Solar Radiation at 480 Mc/s», *Nature*, 1946, **158**, p. 945.
222. Reber, G.: «Solar Intensity at 480 Mc/s», *Proc. I.R.E.*, 1948, **36**, p. 88.
223. Reber, G.: «Cosmic Static», *Proc. I.R.E.*, 1948, **36**, p. 1215.

224. Roman, N. G., and Yapple, B. S.: «Radio Sources and the Milky Way at 440 Mc/s», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 199.
225. Rowson, R.: «Angular Diameter Measurements of the Radio Sources Cygnus (19N4A) and Cassiopeia (23N5A) on a Wavelength of 10.7 cm», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1959, **119**, p. 26.
226. Ryle, M.: «The Generation of Radio-Frequency Radiation in the Sun», *Proc. Roy. Soc.*, 1948, **195A**, p. 82.
227. Ryle, M., and Vönlberg, D. D.: «An Investigation of Radio-Frequency Radiation from the Sun», *Proc. Roy. Soc.*, 1948, **193A**, p. 98.
228. Ryle, M., and Smith, F. G.: «A New Intense Source of Radio-Frequency Radiation in the Constellation of Cassiopeia», *Nature*, 1948, **162**, p. 462.
229. Ryle, M.: «Radio Astronomy», *Rep. Progr. Phys.*, 1950, **13**, p. 184.
230. Ryle, M.: «The Nature of the Cosmic Radio Sources», *Proc. Roy. Soc.*, 1958, **248A**, p. 289.
231. Ryle, M.: «The Mullard Radio Astronomy Observatory», *J.I.E.E.*, 1960, **6**, p. 14.
232. Ryle, M.: «A New Radio Interferometer and its Application to the Observation of Weak Radio Stars», *Proc. Roy. Soc.*, 1952, **211A**, p. 351.
233. Ryle, M.: «The Mullard Radio Astronomy Observatory, Cambridge», *Nature*, 1957, **180**, p. 110.
234. Saha, M. N., Banerjee, B. K., and Guha, U. C.: «On the Conditions of Escape of Radio-frequency Energy from the Sun», *Indian J. Phys.*, 1947, **21**, p. 199, and *Nature*, 1946, **158**, p. 549.
235. Sander, K. F.: «Radio Noise from the Sun at 3.2 cm», *Nature*, 1947, **159**, p. 506.
236. Schulkin, M., Haddock, F. T., Decker, K. M., Mayer, C. H., and Hagen, J. P.: «Observation of a Solar Noise Burst at 9500 Mc/s and a Coincident Solar Flare», *Phys. Rev.*, 1948, **74**, p. 840.
237. Seeger, C. L., Westerhout, G., and Hulst, H. C. van de: «The Flux Densities of Some Radio Sources at 400 Mc/s», *Bull. astron. Insts Netherlands*, 1956, **13**, p. 89.
- \*238. Shklovskii, I. S.: «Emission of Monochromatic Radio Waves from the Galaxy and the Possibility of its Observation», *Astron. Zh.*, 1949, **26**, p. 10.
- \*239. Shklovskii, I. S.: «Nature of Discrete Sources of Cosmic R. F. Radiation», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1954, **98**, p. 353.
240. Simmons, G. J.: «A Theoretical Study of Errors in Radio-Interferometer-Type Measurements Attributable to Inhomogeneities of the Medium», *Trans. I.R.E.*, 1957, **TRC-3**, No. 3, p. 2.
241. Sinton, W. M.: «Detection of Millimetre Wave Solar Radiation», *Phys. Rev.*, 1952, **86**, p. 424.
242. Sinton, W. M.: «Observations of Solar and Lunar Radiation at 1.5 Millimetres», *J. Opt. Soc. Amer.*, 1955, **45**, p. 975.
243. Slee, O. B.: «Apparent Intensity Variations of the Radio Source Hydra A», *Austral. J. Phys.*, 1955, **8**, p. 498.
244. Slee, O. B.: «Occultation of a Radio Source by the Solar Corona», *Observatory*, 1956, **76**, p. 228.
245. Smerd, S. F.: «A Radio-Frequency Representation of the Solar Atmosphere», *Proc. I.E.E.*, 1950, **97**, pt III, p. 447.
246. Smerd, S. F.: «Radio Frequency Radiation from the Quiet Sun», *Austral. J. sci. Res.*, 1950, **3A**, p. 34.
247. Smerd, S. F., and Wild, J. P.: «The Effects of Incomplete Resolution on Surface Distributions Derived from Strip-Scanning Observations, with Particular Reference to an Application in Radio Astronomy», *Phil Mag.*, 1957, **2**, p. 119.
248. Smith, F. G.: «The Measurement of the Angular Diameter of Radio Stars», *Proc. Phys. Soc.*, 1952, **65B**, p. 971.
249. Smith, F. G., O'Brien, P. A., and Baldwin, J. E.: «The Radio

- Source in the Direction of the Galactic Centre», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1956, **116**, p. 282.
250. Southworth, G. C.: «Microwave Radiation from the Sun», *J. Franklin Inst.*, 1945, **239**, p. 285.
251. Stanier, H. M.: «Distribution of Radiation from the Undisturbed Sun at a Wavelength of 60 cm», *Nature*, 1950, **165**, p. 354.
252. Stanley, G. J., and Slee, O. B.: «Galactic Radiation at Radio Frequencies», *Austral. J. sci. Res.*, 1950, **3A**, p. 234.
253. Stanley, G. J., and Price, R.: An Investigation of Monochromatic Radio Emission of Deuterium from the Galaxy», *Nature*, 1956, **177**, p. 1221.
254. Straiton, A. W., Tolbert, C. W., and Britt, C. O.: «Apparent Temperature of some Terrestrial Materials and the Sun at 4.3 Millimetre Wavelengths», *J. appl. Phys.*, 1958, **29**, p. 776.
255. Struve, O.: «Progress in Radio Astronomy», *Sky Telesc.*, 1949, **9**, p. 27, and 1950, **10**, p. 55.
256. Suzuki, S., and Tsuchija, A.: «A Time-Sharing Polarimeter at 200 Mc/s», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 190.
257. Swarup, G., and Parthasarathy, R.: «Solar Brightness Distribution at a Wavelength of 60 Centimetres: Part 1 — The Quiet Sun», *Austral. J. Phys.*, 1955, **8**, p. 487.
258. Swarup, G., and Parthasarathy, R.: «Solar Brightness Distribution at a Wavelength of 60 Centimetres: Part 2 — Localized Radio Bright Regions», *Austral. J. Phys.*, 1958, **11**, p. 338.
259. Tanaka, H., and Kakinuma, T.: «Multiple-Element Interferometer for Locating Sources of Solar Noise at 4000 Mc/s», *J. Phys. Soc. Japan*, 1954, **9**, p. 364.
260. Tanaka, H., and Kakinuma, T.: «Eclipse observations of Microwave Radio Sources on the Solar Disk on 19th April 1958», *Rep. ionosphere Res. Japan*, 1958, **12**, p. 273.
261. Thomas, A. B.: «Certain Physical Constants and their Relation to the Doppler Shift in Radio Echoes from the Moon», *Austral. J. Phys.*, 1949, **11**, p. 187.
262. Trexler, J. H.: «Lunar Radio Echoes», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 286.
- \*263. Troitski, V. S.: «Radio-Astronomical Methods of Investigating Aerials», *Radiotekh. Elektron.*, 1956, **1**, p. 601.
264. Vaquois, B.: «Solar R. F. Radiation at 10 cm Wavelength», *C. R. Acad. Sci. (Paris)*, 1955, **240**, p. 1862.
- \*265. Vitkevich, V. V.: «Wide-Band Radio Interferometer», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1953, **91**, p. 1301.
- \*266. Vitkevich, V. V.: «A New System of Modulation Radio Reception of Weak Signals and its Application to the Creation of a High-Resolving-Power Radio Telescope», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1955, **102**, p. 469.
- \*267. Vitkevich, V. V., Kuz'min, A. D., Salomonovich, A. E., and Udaltsov, V. A.: «A Radio Image of the Sun on 3.2 cm Wavelength», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1958, **118**, p. 1091.
268. Wallis, G.: «The Calculation of the Centre-Limb Variations and the One-Dimensional Intensity Profiles at  $\lambda = 20$  cm and  $\lambda = 60$  cm for a Rotationally Symmetric Corona Model at Constant Temperature», *Z. Naturforsch.*, 1957, **12a**, p. 337.
269. Webb, H. D.: «Project Diana — Army Radar Contacts the Moon», *Sky Telesc.*, 1946, **5**, p. 3.
270. Wells, H. W.: «Flux Measurements of Cassiopeia A and Cygnus A between 18.5 Mc/s and 107 Mc/s», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 205.
271. Westerhout, G.: «Continuous Radiation from the Direction of the Galactic Centre at 22 cm», *Bull. astron. Insts Netherlands*, 1956, **13**, p. 105.
272. Westerhout, G.: «Search of Polarization of the Crab Nebula and Cassiopeia A at 22 cm Wavelength», *Bull. astron. Insts Netherlands*, 1956, **12**, p. 309.
273. Westerhout, G.: «Relative Intensities of the Four Principal R. F.

- Sources Observed at a Wavelength of 22 cm: Note on R.F. Source Sagittarius A», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1957, **245**, p. 35.
274. Wild, J. P.: «The Radio-Frequency Line Spectrum of Atomic Hydrogen and its Application in Astronomy», *Astrophys. J.*, 1952, **115**, p. 206.
  275. Wild, J. P., and Sheridan, K. V.: «A Swept-Frequency Interferometer for the Study of High-Intensity Solar Radiation at Meter Wavelengths», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 160.
  276. Williams, D. R. W., and Davis, R. D.: «The Measurement of the Distance of Radio Sources by Interstellar Neutral Hydrogen Absorption», *Phil. Mag.*, 1956, **1**, p. 622.
  277. Williams, D. R. W., and Davies, R. D.: «A Method for the Measurement of Distance of Radio Stars», *Nature*, 1954, **173**, p. 1182.
  278. Whitehurst, R. N., Copeland, J., and Mitchell, F. H.: «Solar Radiation and Atmospheric Attenuation at 6-Millimetre Wavelength», *J. appl. Phys.*, 1957, **28**, p. 295.
  279. Yapple, B. S., Bruton, R. H., Craig, K. J., and Roman, N. G.: «Radar Echoes from the Moon at a Wavelength of 10 cm», *Proc. I.R.E.*, 1958, **46**, p. 293.
  - \*280. Zheleznyakov, V. V.: «Radio Emission of the Sun and Planets», *Uspekhi fiz. Nauk*, 1958, **64**, p. 113.
  281. «Observations on the Orbit of the First Russian Earth Satellite», *Nature*, 1957, **180**, p. 937.
  282. «Parametric Amplifier Receives Space Signals», *Electronics*, 1959, **32**, June 5th, p. 80.
  283. «Radio Observations on the Russian Satellites», *Proc. I.E.E.*, 1958, **105B**, p. 81.
  284. Jager, C. de Minneart, M., and Muller, C. A.: «Absence of Hydrogen Radiation of Wavelength 21 cm in the Sun», *Nature*, 1951, **168**, p. 391.
  285. Christiansen, W. N.: «Development of Highly Directive Aerials in Radio Astronomy», *Proc. I.R.E.*, *Austral.*, 1959, **20**, p. 519.
  286. Mezger, P. G.: «The Thermal Radio Emission of the Ground and the Atmosphere at 1420 Mc/s and its Influence on Aerial Noise», *Z. angew. Phys.*, 1959, **11**, p. 41.
  287. Wild, J. P.: «Observational Radio Astronomy», *Adv. Electronics Electron Phys.*, vol. VII (Academic Press, New York, 1955).
  288. Hagen, J. P.: «Temperature Gradient in the Sun's Atmosphere Measured at Radio Frequencies», *Astrophys. J.*, 1951, **113**, p. 547.
  289. Reule, A.: «The Thermal Emission of the Sun's Corona at Centimetre and Metre Wavelengths», *Z. Naturforsch.*, 1952, **7A**, p. 234.
  290. Bracewell, R. N.: «Paris Symposium on Radio Astronomy» (University Press, Stanford, 1959).
  291. Hulst, H. C. van de: «Radio Astronomy» (University Press, Cambridge, 1957).
  292. Ryle, M., and Hewish, A.: «The Synthesis of Large Radio Telescopes», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1960, **120**, p. 220.
  293. Senior, T. B. A., and Siegel, K. M.: «A Theory of Radar Scattering by the Moon», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1960, **64D**, p. 217.
  294. Mezger, P. G., and Strassl, H.: «The Thermal Radiation of the Moon at 1420 Mc/s», *Planet. Space Sci.*, 1959, **1**, p. 213.
  295. Moody, A. B.: «Navigation using Signals from High-Altitude Satellites», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 500.
  296. Hey, J. S.: «The Radio Telescope Interferometer at the Royal Radar Establishment», *Nature*, 1961, **190**, p. 1150.
  297. Kerr, F. J., Hindman, J. V., and Gum, C. S.: «A 21-cm Survey of the Southern Milky Way», *Austral. J. Phys.*, 1959, **12**, p. 270.
  298. Pettengill, G. H.: «Measurements of Lunar Reflectivity using the Millstone Radar», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 933.
  299. Leadabrand, R. L., Dyce, R. B., Fredriksen, A., Pres-

- nell, R. I., and Schlobohm, J. C.: «Radio-Frequency Scattering from the Surface of the Moon», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 932.
300. Eshleman, V. R., Barthle, R. C., and Gallagher, P. B.: «Radar Echoes from the Sun», *Science*, 1960, **131**, p. 329.
301. Wheeler, M. S.: «Response of a Square Aperture to a Thermal Point Source of Radiation», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 1170.
302. Schüttlöffel, E.: «Design Considerations and Electrical Measurements on the Aerial of the Radio Observatory Stockert», *Telefunken Z.*, 1959, **32**, p. 93.
303. Mezger, P. G.: «The Calibration of Large Parabolic Reflectors in the Microwave Region by Radio-Astronomical Means», *Telefunken Z.*, 1959, **32**, p. 99.
304. Lovell, A. C. B.: «Radio Astronomical Measurements from Earth Satellites», *Proc. Roy. Soc.*, 1959, **253A**, p. 494.
305. Radhakrishnan, V., and Roberts, J. A.: «Polarization and Angular Extent of the 960 Mc/s Radiation from Jupiter», *Phys. Rev. Lett.*, 1960, **4**, p. 493.
306. Kundu, M. R., and Steinberg, J. L.: «On the Polarization of Sources of Solar Activity on 3 cm Wavelength», *J. Instn Telecomm. Engrs (New Delhi)*, 1959, **6**, p. 23.
307. Hughes, V. A.: «Roughness of the Moon as a Radar Reflector», *Nature*, 1960, **186**, p. 873.
308. Briggs, B. H.: «Roughness of the Moon as a Radar Reflector», *Nature* 1960, **187**, p. 490.
309. Daniels, F. B.: «Radar Determination of the Scattering Properties of the Moon», *Nature*, 1960, **187**, p. 399.
310. Gold, T.: «Range of Radio Telescopes Extended by New Amplifier: Maser», *J. Franklin Inst.*, 1958, **265**, p. 83.
311. Lax, B., and Gatos, H. C.: «The Remarkable 'Maser' Story», *Technol. Rev.*, 1959, **61**, p. 360.
312. Ewen, H. I.: «A Thermodynamic Analysis of Maser Systems», *Micro-wave J.*, 1959, **2**, March, p. 41.
313. Galt, J. A., Slater, C. H., and Shuter, W. L. H.: «An Attempt to Detect the Galactic Magnetic Field using Zeeman Splitting of the Hydrogen Line», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1960, **120**, p. 187.
314. Kerr, F. J.: «The Possibility of Detecting a Gravitational Red Shift in 21-cm Radiation from the Galaxy», *Nature*, 1960, **188**, p. 216.
315. Blevis, B. C., and Chapman, J. H.: «Characteristics of 488-Mc/s Radio Signals Reflected from the Moon», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1960, **64D**, p. 331.
316. Feldon, S.: «Use of the Hydrogen Line to Measure Vehicular Velocity», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 1644.
317. Cook, J. J., Cross, L. G., Bair, M. E., and Arnold, C.B.: «Radio Detection of the Planet Saturn», *Nature*, 1960, **188**, p. 393.
318. Christensen, W. N., Labrum, N. R., McAlister, K. R., and Mathewson, D. S.: «The Crossed-Grating Interferometer: A New High-Resolution Radio Telescope», *Proc. I.E.E.*, 1961, **108B**, p. 48.
319. Eastwood, E.: «Aerial Investigations using Natural Noise Sources», *Marconi Rev.*, 1960, **23**, p. 2.
320. Scanlan, M. J. B.: «Some Measurements on Radar Aerials, using Stellar Noise», *Marconi Rev.*, 1960, **23**, p. 21.
321. Smith, F. G.: «R. F. Switching Circuits and Hybrid Ring Circuits used in Radio Astronomy», *Proc. I.E.E.*, 1961, **108B**, p. 201.
322. Kraus, J. D., Nash, R. T., and Ko, H. C.: «Some Characteristics of the Ohio State University 360-Foot Radio Telescope», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 4.
323. Swenson, G. W., and Lo, Y. T.: «The University of Illinois Radio Telescope», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 9.
324. McVittie, G. C.: «A Radio Astronomy Project at the University of Illinois», *Trans. I.R.E.*, 1960, **MIL-4**, p. 14.

325. Gordon, W. E.: «The Design and Capabilities of an Ionospheric Radar Probe», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 17.
326. Bracewell, R. N., and Swarup, G.: «The Stanford Microwave Spectroheliograph Antenna, a Microsteradian Pencil Beam Interferometer», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 22.
327. Read, R. B.: «Two-Element Interferometer for Accurate Position Determinations at 960 Mc/s», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 31.
328. Harris, D. E., and Roberts, J. A.: «Radio Source Measurements at 960 Mc/s», *Publ. Astron. Soc. Pacific*, 1960, **72**, p. 237.
- \*329. Pariiskii, Yu. N.: «A New Source of Centimetre Radio Waves», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1961, **137**, p. 307.
330. Casey, D. W., and Kuiper, J. W.: «A 2—4 kMc/s Sweep-Frequency Receiver», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 36.
331. Bair, M. E., Cook, J. J., Cross, L. G., and Arnold, C. B.: «Recent Developments and Observations with a Ruby Maser Radiometer», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 43.
332. Bracewell, R. N.: «Tolerance Theory of Large Antennas», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 49.
333. Swarup, G., and Yang, K. S.: «Monitoring Paraboloidal Antennas», *Proc. I.R.E.*, 1960, **48**, p. 1918.
334. Bracewell, R. N.: «Interferometry and the Spectral Sensitivity Island Diagram», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 59.
335. Spencer, R. C.: «Antenna Scanning Problems in Radio Astronomy», *Proc. Nat. Electronics Conf.*, 1955, **11**, p. 506.
336. Ryle, M., and Hewish, A.: «The Cambridge Radio Telescope», *Mem. Roy. Astron. Soc.*, 1955, **67**, p. 97.
337. Swarup, G., and Yang, K. S.: «Interferometer Phasing Problems at Microwave Frequencies», *Wescon Conv. Rec. I.R.E.*, 1959, **3**, pt 1, p. 17.
338. Ronchi, L., Russo, V., and Francia, G. T. Di: «Stepped Cylindrical Antennas for Radio Astronomy», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 68.
339. Swarup, G., and Yang, K. S.: «Phase Adjustment of Large Antennas», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 75.
340. Kundu, M. R., and Haddock, F. T.: «Centimetre-Wave Solar Bursts and Associated Effects», *Trans. I.R.E.*, 1961, **AP-9**, p. 82.
- \*341. Solomonovich, A. E.: «Radio Telescope with 22-Metre Reflector», *Radio Engng Electronics USSR*, 1959, **4**, p. 213, and *Radiotekh, Elektron.*, 1959, **4**, p. 2092.
342. Barrett, A. H.: «Microwave Absorption and Emission in the Atmosphere of Venus», *Astrophys. J.*, 1961, **133**, p. 281.
343. Elfving, C., Franks, R., and Lamberty, B.: «Methods of Automatic Analysis and Synthesis of Polarization of Electromagnetic Waves», *Microwave J.*, 1960, **3**, November, p. 57.
344. Hey, J. S., and Hughes, V. A.: «Malvern 45-ft Radio Telescope», *J.I.E.E.*, 1961, **7**, p. 7.
345. Straiton, A. W., and Tolbert, C. W.: «Moon Reflection Studies with Bistatic Radar at 3000 Mc/s», *Commun. Electronics*, 1960, September, p. 436.
346. Casey, D. W.: «Microwave Swept Receiver uses Zero Intermediate Frequency», *Electronics*, 1961, **34**, April 14th, p. 59.
347. Evans, J. V.: «Radar Astronomy», *Contemporary Phys.*, 1960, **2**, p. 116.
348. Cook, J. J., Cross, L. G., Bair, M. E., and Terhune, R. W.: «A Low-Noise X-Band Radiometer using a Maser», *Proc. I.R.E.*, 1961, **49**, p. 768.
349. Budejicky, J.: «Methods of Observing the Solar Radiowave Radiation», *Slab. Obz.*, 1959, **20**, p. 435.
- \*350. Karlov, N. V., and Chikhachev, B. M.: «The Sensitivity of a Low-Noise Radiometer», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, **4**, p. 1047.
- \*351. Karlov, N. V., and Chikhachev, B. M.: «The Sensitivity of

- a Radio Telescope at Low Input-Noise Levels», *Radiotekh. Elektron.*, 1959, 4, p. 1052.
352. Chandra, S., and Srivastava, B. P.: «Absorption of Microwaves in Planetary Atmospheres», *Z. Astrophys.*, 1959, 47, p. 127.
353. Druey, W., and Rickenbach, H.: «Theoretical Considerations regarding the Application of Parametric Amplifiers to Radio Telescopes», *Bull. Schweiz. elektrotech. Ver.*, 1960, 51, p. 1061.
354. Seeger, C. L., Stumpers, F. L. H. M., and Hurck, N. van: «A 75-cm Receiver for Radio Astronomy and some Observational Results», *Philips tech. Rev.*, 1960, 21, p. 317.
355. Wild, J. P.: «Circular Aerial Arrays for Radio Astronomy», *Proc. Roy. Soc.*, 1961, 262A, p. 84.
356. Jennison, R. C.: «Radio Astronomy from Space Vehicles», *Brit. Commun. Electronics*, 1961, 8, p. 502.
357. Daniels, F. B.: «A Theory of Radar Reflection from the Moon and Planets», *J. geophys. Res.*, 1961, 66, p. 1781.
358. Jellely, J. V., and Cooper, B. F. C.: «An Operational Ruby Maser for Observations at 21 Centimetres with a 60-Foot Radio Telescope», *Rev. sci. Instrum.*, 1961, 32, p. 166.
359. Tank, F.: «The Technique of Radio Astronomy», *Bull. Schweiz. elektrotech. Ver.*, 1961, 52, p. 69.
360. Medd, W. J., and Broten, N. W.: «Lunar Temperature Measurements at 3200 Mc/s», *Planet. Space Sci.*, 1961, 5, p. 307.
361. Kotelnikov, V. A.: «Radar Contact with Venus», *J. Brit. I.R.E.*, 1961, 22, p. 293.
362. Malling, L. R., and Golomb, S. W.: «Radar Measurements of the Planet Venus», *J. Brit. I.R.E.*, 1961, 22, p. 297.
363. Barrett, A. H.: «Observations of Radio Sources at 1,8-cm Wavelength» *Actrophys. J.*, 1961, 134, p. 945.
364. Field, G. B., and Partridge, R. B.: «Stimulated Emission of the 3,04-cm Fine-Structure Line of Hydrogen in Diffuse Nebulae», *Astrophys. J.* 1961, 134, p. 959.
365. Senior, T. B. A., and Siegel, K. M.: «The Radar Cross Section of the Moon», *Proc. I.R.E.*, 1961, 49, p. 1944.
366. Bowen, E. G., and Minnett, H. C.: «The Australian 210-ft Radio Telescope», *J. Brit. I.R.E.*, 1962, 23, p. 49.
367. Barať, J., Lequeux, J., and Roux, E. Le: «Preliminary Observations of the Polarization of Radio Sources on a Wavelength of 21 cm», *C.R. Acad. Sci. (Paris)*, 1960, 251, p. 2476.
368. Bracewell, R. N.: «How Large can a Microwave Antenna be?» *Microwave J.*, 1962, 5, January, p. 57.
369. Jennison, R. C.: «Some Radio Astronomy Techniques», *J. Brit. I.R.E.*, 1962, 23, p. 121.
370. Jellely, J. V.: «The 21-cm Maser Installation at Harvard College Observatory», *Microwave J.*, 1962, 5, February, p. 77.
371. Harrower, G. A.: «Design of Radio Telescopes for Extragalactic Surveys», *Canad. J. Phys.*, 1962, 40, p. 226.
- \*372. Kuz'min, A. D., and Salomonovich, A. E.: «Radio Emission from the Region near Taurus A on a Wavelength of 8 mm», *Dokl. Akad. Nauk SSSR*, 1962, 140, p. 81, and *Soviet Physics — Doklady*, 1962, 6, p. 745.
373. Glass, R. C.: «Interferometers for Radio Astronomy», *Brit. Commun. Electronics*, 1962, 9, p. 254.
374. Mehuron, W. O.: «Passive Radar Measurements at C-Band using the Sun as a Noise Source», *Microwave J.*, 1962, 5, April, p. 87.
375. Tolbert, C. W., and Stratton, A. W.: «A Consideration of Microwave Radiation associated with Particles in the Atmosphere of Venus», *J. geophys. Res.*, 1962, 67, p. 1741.
376. Carter, A. W. L.: «A High-Accuracy Radio Interferometer», *Observatory*, 1962, 82, p. 9.

377. Covington, A. E.: «Selected High-Resolution Strip Scans of the 10.7-cm Sun», *Astrophys. J.*, 1962, **135**, p. 531.
378. Mayer, C. H., McCullough, T. P., and Sloanaker, F. M.: «Evidence for Polarized 3.15-cm Radiation from the Radio Galaxy M87», *Astrophys. J.*, 1962, **135**, p. 656.
379. Barrett, A. H.: «Millimetre-Wave Radio Source in Taurus», *Nature*, 1962, **194**, p. 170.
380. Harrison, C. W.: «Scattering Error in a Radio Interferometer», *Trans. I.R.E.*, 1962, **AP-10**, p. 273.
381. Dawson, J. W.: «28-ft Liquid-Spun Radio Reflector for Millimetre Wavelengths», *Proc. I.R.E.*, 1962, **50**, p. 1541.
382. Clark, R. F., Dean, B. J., and Colington, A. E.: «Continuous Operation of a Parametric Amplifier for Radio Astronomy», *Proc. I.R.E.*, 1962, **50**, p. 1541.
383. Winter, D. F.: «A Theory of Radar Reflections from a Rough Moon», *J. Res. nat. Bur. Stand.*, 1962, **66D**, p. 215.
384. Braccisi, A., and Ceccarelli, M.: «The Italian Cross Radio-telescope: Part I — Design of the Antenna», *Nuovo Cim.*, 1962, **23**, p. 208.
385. Ryle, M.: «The New Cambridge Radio Telescope», *Nature*, 1962, **194**, p. 517.
386. Mannino, G., Setti, G., and Santi, S. I.: «A Study of the Slowly Varying Component of the Sun at 327 Mc/s», *Nuovo Cim.*, 1962, **23**, p. 923.
387. Pawsey, J. L., and Yabsley, D. E.: «Solar Radio-Frequency Radiation of Thermal Origin», *Austral. J. sci. Res.*, 1949, **2A**, p. 198.
388. Christiansen, W. N., Yabsley, D. E., and Mills, B. Y.: «Measurements of Solar Radiation at a Wavelength of 50 cm during the Eclipse of November 1, 1958», *Austral. J. sci. Res.*, 1949, **2A**, p. 506.
389. Covington, A. E., Medd, W. J., Harvey, G. A., and Broten N. W.: «Radio Brightness Distribution of the Sun at a Wavelength of 10.7 cm, June 30, 1954», *J. Roy. Astron. Soc. Canada*, 1955, **49**, p. 235.
390. Pauliny-Toth, I. I. K., and Shakeshaft, J. R.: «A Survey of the Background Radiation at a Frequency of 404 Mc/s», *Monthly Not. Roy. Astron. Soc.*, 1962, **124**, p. 61.
391. Lovell, A. C. B., and Ryle, M.: «Interference to Radio Astronomy from Belts of Orbiting Dipoles (Needles)», *Quart. J. Roy. Astron. Soc.*, 1962, **3**, p. 100.
392. Krishnan, T., and Mullaly, R. F.: «Decimetre-Wavelength Radiation Associated with Type IV Solar Radio Bursts», *Austral. J. Phys.*, 1962, **15**, p. 86.
393. Kopal, Z.: «Physics and Astronomy of the Moon» (Academic Press, New York, 1962).
394. Brown, R. H.: and Twiss, R. Q.: «Interferometry of the Intensity Fluctuations in Light. I and II», *Proc. Roy. Soc.*, 1957, **242A**, p. 300, and 1958, **243A**, p. 291.

\* \* \*

26. Богуславцев О. А., Молчанов А. П., Олянюк П. В., Пономаренко Л. М. Исследование антенн путем использования космических источников радиоизлучений известных размеров. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, стр. 873.
92. Исепкина Н. А. Методы измерения характеристик направленности радиотелескопов, обладающих высокой разрешающей способностью. ДАН СССР, 1957, т. 113, стр. 94.
103. Гетманов Г. Г., Станкевич К. С., Троицкий В. С. Обнаружение спектральной линии дейтерия, находящегося в центре Галактики, на длине волны 91,6 см. ДАН СССР, 1955, т. 103, стр. 738.

105. Гинзбург В. Л. О солнечном излучении в радиочастотном диапазоне. ДАН СССР, 1946, т. 52, стр. 487.
  112. Гурдзян Г. А. Лунный радиоинтерферометр. ДАН СССР, 1958, т. 118, стр. 1094.
  145. Кайдановский Н. Л., Карташев Н. С., Шкловский И. С. Результаты наблюдений дискретных источников космического радиоизлучения на длине волны 3,2 см. ДАН СССР, 1955, т. 104, стр. 517.
  146. Кайдановский Н. Л. Снятие диаграмм направленности антенн с помощью источников радиоизлучений наземного происхождения. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, стр. 683.
  147. Кайдановский Н. Л., Корольков Д. В., Соболева Н. С., Хайкин С. Е. Исследование поляризованных радиоволн, излучаемых областями пятен на Солнце на волне 3 см. Данные о Солнце, АН СССР, 1956, № 4, ДАН СССР, 1957, т. 112, стр. 1012.
  148. Казис. Исследование вспышек на Солнце путем изучения излучений на волне 3,2 см. ДАН СССР, 1957, т. 245, стр. 636.
  149. Казис И., Штейнберг И. Л. Исследование вспышек на Солнце с помощью нескольких антенн на длине волны 3,2 см. ДАН СССР, 1957, т. 245, стр. 782.
  238. Шкловский И. С. Излучение монохроматических радиоволн Галактикой и возможности его наблюдения. «Астрономический журнал», 1949, № 26, стр. 10.
  239. Шкловский И. С. Природа дискретных источников космического радиоизлучения. ДАН СССР, 1954, т. 98, стр. 353.
  263. Гроизкий В. С. Радиоастрономические методы исследования антенн. «Радиотехника и электроника», 1956, т. 1, стр. 601.
  265. Виткевич В. В. Широкополосный радиоинтерферометр. ДАН СССР, 1953, т. 91, стр. 1301.
  266. Виткевич В. В. Новая система приема слабых модулированных радиосигналов и ее применение для радиотелескопов с высокой разрешающей способностью. ДАН СССР, 1955, т. 102, стр. 469.
  267. Виткевич В. В., Кузьмин А. Д., Соломонович А. Е., Удальцов, В. А. Радиоизображение Солнца на длине волны 3,2 см. ДАН СССР, 1958, т. 118, стр. 1091.
  280. Железняков В. В. Радиоизлучение Солнца и планет. Узбекская АН, 1958, т. 64, стр. 113.
  329. Парийский Ю. Н. Новый источник сантиметровых волн. ДАН СССР, 1961, т. 137, стр. 307.
  341. Соломонович А. Е. Радиотелескоп с 22-метровым рефлектором. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, стр. 2092.
  350. Карлов Н. В., Чихачев В. М. Чувствительность малошумящих радиометров. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, стр. 1047.
  351. Карлов Н. В., Чихачев В. М. Чувствительность радиотелескопов при малых уровнях шума. «Радиотехника и электроника», 1959, т. 4, стр. 1052.
  372. Кузьмин А. Д., Соломонович А. Е. Радиоизлучение, идущее из района вблизи Таурус А, на длине волны 8 мм. ДАН СССР, 1962, т. 140, стр. 81.
-

## ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

### к I и II томам книги

- Аббе** синусов условие II 54, 58  
**Абберации** антенны II 53—58  
**Автоматическая подстройка частоты** (АПЧ) II 151, 175  
**Автоматическая регулировка усиления** (АРУ) II 175  
**Адиабатическое быстрое прохождение** II 272, 273  
**Адлера** лампа II 253, 254, 255, 596  
**Альварца** протонный ускоритель II 456  
**Аммиак** I 365; II 399: в щелочных металлах I 399  $\diamond$  диэлектрические свойства I 324  $\diamond$  молекулярная структура I 365  $\diamond$  уровни энергии I 365—368  
**Ампера** закон I 34  
**Амплитрон** I 676  
**Анализаторы спектра** II 394—399  
**Антенны** II 7—68: применение: в радиолиниях:  
    в пределах видимости II 16  $\diamond$  при космической связи II 593, 594  $\diamond$  при тропосферном рассеянии II 590  
    в радиолокации:  
        корабельные II 16, 644  $\diamond$  наземные II 637, 643, 658, 659  $\diamond$  самолетные II 650—652  $\diamond$  управляемых снарядов II 16, 17, 672, 673  
**Антенны измерения** II 63—68  
**Антенны с продольным излучением** II 18—29: определение II 8  $\diamond$  Уда-Яги II 24, 25  
**Антенны температура шумов:** в радиоастрономии II 699—702  $\diamond$  в радиорелейных линиях II 596, 597  $\diamond$  определение II 185  
**Антенные переключатели** II 321—365: волновод со шлейфами II 355, 356  $\diamond$  индивидуальные функции II 360, 361  $\diamond$  пассивные II 321—325  $\diamond$  с ферритовым циркулятором II 325—327  
**Антиферромагнетики** I 448  
**Атмосферное распространение радиоволн** II 532—549  
**Аттенюаторы** I 218—232: вносимое затухание I 218  $\diamond$  запредельный волновод I 218—222  $\diamond$  колебания высших видов I 220  $\diamond$  с вращающейся пластиной I 222, 223  $\diamond$  с диэлектрическим стержнем I 221, 222  $\diamond$  фиксированные: коаксиальные линии I 223  
**Бабине** принцип I 587; II 12  
**Балансные смесители:** антенные переключатели II 175, 627  $\diamond$  АПЧ системы II 175  $\diamond$  болометры (баретторы) II 174  $\diamond$  гибридные соединения II 174  $\diamond$  диоды с противоположной полярностью II 171  $\diamond$  подавление шума местного гетеродина II 175  
**Баркгаузена — Курца** генератор I 619  
**Бейлби** аморфный слой II 140  
**Бетатроны** II 466—468  
**«Блестящего слоя» явление** II 549  
**Брауна — Твисса** интерферометр II 712  
**Бриллюэна** диаграмма I 692  
**Бриллюэна** поток I 697  
**Брюстера** угол: к поверхности Земли

- II 534  $\diamond$  материалы обтекателей  
II 60, 61  $\diamond$  определение I 42
- В-частицы**, используемые в лампах газового разряда II 339, 340
- Ван де Грааф** ускоритель II 450, 456
- Венера**: отражение от нее II 736  $\diamond$  тепловое излучение II 724
- Вероятность**: в радиолокационных системах II 618, 619, 624, 625, 642  $\diamond$  в теории информации II 486  $\diamond$  гауссова распределения I 87, 379; II 158, 487, 553  $\diamond$  коэффициента отражения волновода II 104  $\diamond$  при прерывистой связи II 586, 587, 594  $\diamond$  при разнесенном приеме II 462, 463  $\diamond$  релейского распределения II 103, 552, 583, 619  $\diamond$  фединга II 542, 552, 583, 584, 586, 591.
- Внна закон смещения** II 184  $\diamond$  уравнение II 184
- Военные радиолокационные системы**: в боевых операциях II 664, 665  $\diamond$  обнаружения минометных позиций II 665  $\diamond$  радиоальтиметры II 653  $\diamond$  самолетов перехват II 671, 672
- Волноводы** I 46—69, 87—104: гребневые I 59—65  $\diamond$  диэлектрические I 65—69  $\diamond$  круглые I 52—56  $\diamond$  предельные соотношения I 48, 49, 51, 52  $\diamond$  прямоугольные I 46—52, 91—98  $\diamond$  стандартные I 91—97  $\diamond$  электромагнитного луча I 728, 729
- Волновое сопротивление среды** I 36, 735
- Вращающиеся сочленения** I 182—186: двухканальное I 185  $\diamond$  для волны  $TE_{01}$  в круглом волноводе I 184  $\diamond$  для волны  $TE_{11}$  в круглом волноводе I 184  $\diamond$  для волны  $TM_{11}$  в круглом волноводе I 83  $\diamond$  для волны  $TEM$  в коаксиальной линии I 181—183  $\diamond$  для полосковых линий I 532—533  $\diamond$  многоканальное I 186  $\diamond$  применения II 46, 47, 64, 65  $\diamond$  ступенчато-скрученные секции I 184—186
- Вырожденные виды колебаний**: волноводов I 54  $\diamond$  круглых резонаторов при колебаниях  $TE_{01}$  I 278; II 507  $\diamond$  магнетронов I 679  $\diamond$  резонаторов I 266, 277, 278, 317  $\diamond$  спектра молекулы I 372
- Вытекающих волн антенна** II 18—20
- Гадолий**: гранаты I 446, 449  $\diamond$  кристалл  $La(C_2H_5SO_4)_9 \cdot 9H_2O$  для лазера II 271, 276, 285  $\diamond$  парамагнитные свойства I 398, 403, 404  $\diamond$  ферромагнитный резонанс I 449
- Газов диэлектрические свойства** I 320—324: водяной пар I 323  $\diamond$  магнитная проницаемость I 320  $\diamond$  разные свойства I 323
- Газовые разрядники** II 336—355
- Газоразрядные источники шума** II 200—203
- Гальванические покрытия** II 126—133
- Гамильтониан спиновый** I 391; II 268, 269
- Гамма-облучение** I 400; II 425
- Гармодотрон** I 688
- Гармоник генерирование** II 177—181
- Гаусса функция** I 87, 379; II 158, 487, 553
- Гелитрон** — лампа со скрещенными полями I 672
- Гельмгольца катушки** I 394
- Генераторы сигналов непрерывных колебаний** II 194—196
- Герметизация волноводов** I 115—119
- Гибкие волноводы** I 126—129: механическая конструкция I 127—129  $\diamond$  электрические характеристики I 128
- Гибридные соединения** I 167—173: квазиоптического типа на призмах I 758, 759  $\diamond$  кольцевые I 168, 169, 170, 171, 173, 239, 473, 527; II 359  $\diamond$  многоплечие I 172  $\diamond$  на круглом волноводе I 230, 231  $\diamond$  направленный ответвитель I 167  $\diamond$  переход типа «плавник» I 153, 154, 172  $\diamond$  применения I 229—231, 240, 284—286, 315, 463, 465, 476, 477, 754, 755; II 174, 175, 284, 285, 322, 357, 461, 462, 494  $\diamond$  соединение Парселла I 173  $\diamond$  с фазами в квадратуре I 167
- Гиромагнитная среда** I 437—443
- Глубина поверхностного слоя** I 37, 38, 39, 205, 206, 219, 220, 261, 277, 335, 336, 339, 342, 561, 562
- Групповая скорость**: в обратном направлении I 445, 553, 578, 594  $\diamond$  волноводов I 49; II 502  $\diamond$  определение I 35  $\diamond$  периодических структур I 551, 552
- Гюйгенса** — Кирхгофа формула I 722, 725
- Гюйгенса принцип** I 722

- Давление излучения I 41, 212—218: механическая сила I 216  $\diamond$  отношение к эффекту Холла I 212  $\diamond$  резонансные полости I 216—217
- Дальней связи линии II 499—501
- Двухлучевые лампы I 636; II 229.
- Двухпозиционный полуактивный радиолокатор II 617, 633, 733, 734
- Дебая релаксация I 308, 323, 228; II 422
- Де Бройля волны I 409
- Действия теорема I 217
- Детекторы: болометры I 378
- вакуумные диоды: в волноводе II 152  $\diamond$  в коаксиальной линии I 203; II 152  $\diamond$  плоские II 152
- детектирование: квадратичное I 377; II 188  $\diamond$  линейное I 375; II 188
- твердое тело: переходы в диодах II 255  $\diamond$  туннельные диоды II 153  $\diamond$  ферриты II 152  $\diamond$  явление Холла II 152
- термопары I 204, 378  $\diamond$  электронные лампы: коллектор из резистивного материала II 152  $\diamond$  отражательный клистрон II 152  $\diamond$  периодическое фокусирование II 152  $\diamond$  циклотронное движение II 152
- Дешана метод I 528, 571
- Джонсона (тепловой) шум II 153, 239
- Диаграммы направленности: I 534, 717—727, 754, 755; II 7—11, 14, 22, 24, 26, 36, 38, 39, 44, 66
- Диамантные материалы: кристаллы — хозяева парамагнитных ионов I 379, 397, 398, 400, 403; II 262, 268, 269, 271  $\diamond$  определение I 37
- Диафрагмы ирисовые I 142—145: баретторной головки I 206  $\diamond$  гофрированных волноводов I 589—591; II 456  $\diamond$  зависимость реактивной проводимости от частоты I 142  $\diamond$  коаксиальной линии I 142, 588  $\diamond$  круглого волновода I 142, 143; II 456, 457, 458, 459, 460  $\diamond$  прямоугольного волновода I 144, 145, 588, 589; II 456
- Дикке радиометр II 190
- Диоды (варакторные): для генерирования гармоник II 181  $\diamond$  для ограничения II 260, 324, 325  $\diamond$  предельная частота II 255, 256  $\diamond$  с плавным переходом II 256  $\diamond$  с резким переходом II 256
- Диоды с точечным контактом II 159—177: параметры смесителя II 166—170  $\diamond$  типичные диоды и их держатели II 170, 171: вафельного типа II 173, 174  $\diamond$  германиевые II 166, 168  $\diamond$  коаксиальная конструкция II 170, 171  $\diamond$  кремниевые II 168  $\diamond$  с противоположной полярностью II 171
- Диокотронный эффект I 675
- Дипольный момент I 310, 323, 325, 328, 329, 366, 370, 373: парамагнитный I 362, 389, 392, 401  $\diamond$  ферромагнетиков I 444, 445  $\diamond$  ядерный I 370, 371, 390, 392
- Дифракция I 717—733: релеевская дальность I 726, 727, 729  $\diamond$  Фраунгофера зона I 726, 727; II 7  $\diamond$  Френеля зона I 726, 727, 728
- Дифракционные решетки I 751
- Диэлектрики в волноводах 165—169: обратные волны I 577  $\diamond$  практическое применение I 102
- Диэлектрические материалы I 308—335; II 422, 423: методы измерения I 311—335, 381, 460—462, 465—467, 571—582, 750
- Диэлектрические обтекатели II 59—63
- Добротность: измерения I 272—275: парамагнитного резонанса I 394, 395  $\diamond$  периодических структур I 592  $\diamond$  полосковых линий I 517, 518  $\diamond$  с диэлектрическим образцом I 317—320, 324, 325, 377  $\diamond$  ферритов I 460
- интерферометр Фабри—Перо I 752, 753  $\diamond$  комплексная I 552  $\diamond$  магнитная I 393, 404, 461; II 265, 274, 275, 282, 283, 289  $\diamond$  определение: внешняя I 268  $\diamond$  нагруженная I 267  $\diamond$  ненагруженная I 261
- собственная резонаторов I 262, 264, 334, 375, 397; II 331, 384, 387, 399
- Дольфа — Чебышева распределение II 17
- Допплеровский самолетный радиолокатор II 650, 651
- Допплеровский эффект: ионосфер-

- ное рассеяние II 405  $\diamond$  рассеяние от полярных сияний II 555  $\diamond$  рассеяние от следов метеоров II 556, 557  $\diamond$  рассеяние поверхностью моря II 540, 541  $\diamond$  релятивистский эффект I 692; II 620, 731  $\diamond$  связь через ИСЗ II 595, 596  $\diamond$  сверхпроводимость I 344  $\diamond$  сечения рассеянного поля, измерение I 732  $\diamond$  уширение линии поглощения I 366—368, 388
- Допплеровской навигации средства II 649—652
- Дроссели I 108—110: применения I 174—188, 206—209, 236, 239, 278; II 171  $\diamond$  формы I 108
- Е**-типа лампы со скрещенными полями I 671
- Живые ткани** II 422—426
- Желобный волновод** I 46, 515—517; II 19, 56
- Жидкостей диэлектрические свойства** I 324—330: неполярные молекулы I 325, 326, 328, 329, 330  $\diamond$  полярные молекулы I 325—328
- Замедляющие структуры: волновод, заполненный диэлектриком** I 456, 577, 578; II 291, 292  $\diamond$  определение I 582, 583
- Заполнения коэффициент: парамагнитных материалов** I 393; II 265  $\diamond$  ферромагнитных усилителей II 245
- Запретная зона: полупроводники** II 159, 168, 170  $\diamond$  сверхпроводники I 344  $\diamond$  твердые диэлектрики I 308
- Затухание: измерение** I 218—232  $\diamond$  коэффициент: атмосферы II 543—547  $\diamond$  волноводов I 51, 55, 59, 88—90, 99, 102—104; II 501—504  $\diamond$  линий передачи I 45, 87, 89  $\diamond$  определение I 34  $\diamond$  периодически нагруженных линий II 551  $\diamond$  полосковых линий I 9, 410, 414, 415 определение I 218  $\diamond$  прецессия спинов ферритов I 437—439, 448, 449  $\diamond$  фильтров частот I 281, 287  $\diamond$  ширина линии: вращение молекул I 363  $\diamond$  резонансный метод измерения I 273  $\diamond$  ферромагнитный резонанс I 446, 450, 452
- Защита от насекомых кабеля** I 119
- Зеемана явление** I 370—374, 382, 386—390; II 405, 731
- Зеркальная частота: анализаторов спектра** II 398  $\diamond$  в делителях мощности (дуплексерах) II 627  $\diamond$  смесителей II 151
- Зеркальное изображение в линиях передачи** I 580—582
- Зигзагообразные (или плоские) спиральные антенны** II 28, 29
- Зоммерфельда — Губо волны** I 562, 563
- Зоны: линз** II 32—34  $\diamond$  Френеля I 726; II 59, 536, 581, 582, 734
- Изгибы волноводные: анализ** I 121  $\diamond$  в плоскости E I 120  $\diamond$  в плоскости H I 120  $\diamond$  согласование I 77
- Излучение планет:** наблюдение II 724  $\diamond$  состав II 724 импульсное II 725  $\diamond$  отражение от: Венеры II 736  $\diamond$  Марса II 736 тепловое: Венеры II 725  $\diamond$  Земли II 725  $\diamond$  Марса II 725  $\diamond$  наблюдаемые температуры II 725  $\diamond$  поглощение атмосферой планет II 725  $\diamond$  Сатурна II 725  $\diamond$  Юпитера II 725
- Изоляторы: коаксиальные линии** I 472  $\diamond$  круглые волноводы I 472—475  $\diamond$  полосковые линии I 530—531  $\diamond$  применения I 408, 409, 473, 620—623, 637, 638; II 192, 194, 453
- Импульсные лампы большой мощности: амплитрон** I 676  $\diamond$  клистроны I 627, 628; II 459, 626  $\diamond$  лампа с бегущей волной I 636; II 627  $\diamond$  лампа Т. Р. О. М. I 672  $\diamond$  магнетроны I 676; II 452, 627
- Индикаторы: для высокоскоростных осциллографов** II 175, 498  $\diamond$  для измерений: добротности I 274, 275  $\diamond$  материалов I 321, 464  $\diamond$  сопровитлений I 243, 244  $\diamond$  электронных ламп II 332, 333, 363, 364, 365 для радиоастрономии II 702, 704, 710, 719  $\diamond$  для радиолокации II 629, 637, 638, 646, 648, 654, 658, 661, 665  $\diamond$  для спектрометров I 377, 378, 379, 384, 386, 387
- Индикация движущихся целей: когерентные системы** II 632, 633  $\diamond$  самолетные системы:

- некогерентные II 632  $\diamond$  с доплеровским смещением II 633  $\diamond$  с задержкой по двум каналам II 633  $\diamond$  остаточные флюктуации II 633
- Интенсивность линий спектра I 367—374
- Интерферометры: Больцмана I 751  $\diamond$  Брауна и Гвисса II 712  $\diamond$  дифракционные эффекты I 752—753  $\diamond$  измерения I 751, 753—755  $\diamond$  Майкельсона I 753—755  $\diamond$  Маха — Цендера I 751  $\diamond$  оптические I 751—755  $\diamond$  Фабри — Перо I 752—753
- Информации теория II 486—488
- Ионосфера: погрешности доплеровской частоты II 405  $\diamond$  рассеяние II 543  $\diamond$  Фарадея вращение II 734, 737
- Искровая обработка II 111, 112
- Искусственные диэлектрики I 733—739: дополнительный фазовый сдвиг I 739  $\diamond$  общие свойства — эффект Фарадея I 733  $\diamond$  ограниченное преломление I 737—739  $\diamond$  определение I 733  $\diamond$  применения: интерферометр Фабри — Перо I 751  $\diamond$  линзы Люнеберга II 51  $\diamond$  линейные усилители II 459  $\diamond$  рентгеновская кристаллография I 735 структуры из препятствий I 733  $\diamond$  техника согласований I 739
- Иттриево-железный гранат: применения I 471, 472; II 246—248, 291  $\diamond$  свойства I 446, 450
- Калориметры I 210—212: проточного типа: на волноводе I 210, 211  $\diamond$  на коаксиальной линии I 210  $\diamond$  с конусообразным переходом I 211 статического типа: адиабатические I 211  $\diamond$  дифференциальный воздушный термометр I 212  $\diamond$  неадиабатические I 211  $\diamond$  с сухой нагрузкой I 211
- Карматрон — лампа со скрещенными полями I 676
- Карла структура: лампы обратной волны I 644  $\diamond$  мазеров II 291  $\diamond$  частотные характеристики I 584 — 585
- Кассегрейна антенны питание II 40
- Квантовая теория: возбуждение эмиссии II 278  $\diamond$  когерентное излучение I 693, 694  $\diamond$  молекулярное вращение I 363, 364, 370  $\diamond$  спиновые волны I 450  $\diamond$  тепловое излучение II 182
- Квантовые переходы I 362, 369, 371, 372, 373, 374, 389
- Кинетическая разность потенциалов I 624
- Кирхгофа закон I 147, 722
- Киттеля вид колебаний (однородная прецессия) I 439, 447, 448, 450, 451, 452
- Клаузиуса — Мосотти соотношение: для диэлектриков I 310  $\diamond$  для полупроводников I 215
- Клистроны I 625—632
- Клогстона (слоистый) проводник I 38
- Коаксиальные линии: гофрированные I 588, 639; II 456  $\diamond$  практические конструкции: гибкие линии I 126  $\diamond$  оптимальные размеры I 87 применения: возбуждение поверхностных волн I 570  $\diamond$  держатели полупроводниковых диодов II 170, 171  $\diamond$  измерение диэлектриков I 312, 315, 317, 318, 337  $\diamond$  калориметры I 210  $\diamond$  мазеры на твердом теле II 286, 287, 288  $\diamond$  устройства газового разряда II 202, 337, 346  $\diamond$  фильтры частот I 284  $\diamond$  ферритовые устройства I 471, 472, 475  $\diamond$  ячейки для модуляции за счет эффекта Штарка I 381 различные сечения I 46: в форме жолоба (лотка) I 516, 517, 577; II 19, 25  $\diamond$  квадратные I 511  $\diamond$  прямоугольные I 46, 511 с диэлектрическим заполнением I 45  $\diamond$  узлы: волномеры I 277  $\diamond$  вращающиеся сочленения I 181, 182  $\diamond$  гибридные соединения I 167  $\diamond$  дросселя I 106, 181, 182  $\diamond$  измерители стоячей волны I 237  $\diamond$  линейные трансформаторы I 124  $\diamond$  направленные ответвители I 158  $\diamond$  неоднородности в круглом волноводе I 143  $\diamond$  переходные устройства к полосковым линиям I 522  $\diamond$  преобразователи видов колебаний I 149, 150, 151  $\diamond$  рефлектометры I 159  $\diamond$  согласованные нагрузки I 226  $\diamond$  устройства с короткозамыкателем I 174  $\diamond$  фиксирован-

- ные аттенюаторы I 223  
 электрические параметры: -  
 волновое сопротивление I 45 ◊  
 волны типа TEM I 43—46 ◊  
 высший вид колебаний I 57 ◊  
 допустимая мощность I 45,  
 57 ◊ коэффициент затухания  
 I 46 ◊ резонансное сопротив-  
 ление I 46
- Когерентное излучение: высокоча-  
 стотный предел I 693—695
- Колебаний в волноводе виды: выс-  
 шие виды I 47, 142 ◊ опре-  
 деление I 47, 48, 53 ◊ попере-  
 чные (TE или TM) I 47, 53 ◊  
 смешанные (EH или HE) I 575,  
 593
- Колебаний высшие виды I 87, 143,  
 144, 293, 455, 456, 577, 578;  
 II 337
- Координаты: вращающиеся II 273,  
 274 ◊ галактические II 705 ◊  
 декартовы I 81; II 671 ◊ звезд-  
 ные II 705, 727, 728 ◊ земные  
 II 705 ◊ космические II 674 ◊  
 полярные I 81; 82; II 671 ◊  
 радиолокационные II 617—625
- Кориолиса (молекулярные) силы I  
 364
- Короткозамыкатели I 174
- Космическая связь II 593—600
- Космическое излучение II 726—732
- Коттона — Мутона эффект (двойного  
 лучепреломления) I 442, 479
- Кристаллических твердых тел ди-  
 электрические свойства I 331
- Критическая частота волновода: в  
 фильтрах I 283—286 ◊ соот-  
 ношения волн I 49, 52
- Круговая диаграмма (полных со-  
 противлений) I 81—83: актив-  
 ные цепи I 234 ◊ декартова  
 сетка I 81 ◊ осциллографиче-  
 ский метод наблюдения I 243 ◊  
 отрицательные активные сопро-  
 тивления I 83, 234 ◊ полярная  
 форма (диаграмма Смита) I 81,  
 82 ◊ проективная диаграмма  
 I 234
- КСВН I 80, 81
- Кулоновы силы между электро-  
 нами I 390
- Кюри температура: граната I 445 ◊  
 ферроэлектрических материалов  
 I 331, 333 ◊ шпинеля I 444,  
 448, 459
- Лазеры (оптические мазеры): в ин-  
 фракрасной области II 407 ◊  
 когерентность II 407, 599, 600 ◊  
 космическая связь II 600 ◊ мо-  
 дуляция сверхвысокими частот-  
 ами II 600 ◊ эталоны частоты  
 II 406
- Лампы с сеточным управлением  
 I 618—623
- Лампы со скрещенными полями  
 I 671—687: взаимодействие ти-  
 па M I 673—687:
- диокотронный эффект I 675 ◊  
 карматрон I 676 ◊ карсино-  
 трон I 675, 676 ◊ лампа Т.  
 Р. О. М. I 672 ◊ платинот-  
 рон I 676 ◊ пусковой ток I 675  
 построение I 671, 672, 674
- Ландау — Лившица теория зату-  
 хания I 437, 438
- Ландау уровни в мазерах II 270
- Лестничные цепи: ленточно-лест-  
 ничные I 582—587 ◊ периоди-  
 чески нагруженные I 546 ◊  
 фильтры I 281, 282, 292
- Лестничный мазер II 277
- Линейные решетки II 14—18
- Линейные ускорители II 456—462
- Линзы II 31—35
- Ллойда зеркальный интерферометр  
 II 709
- Луна: радиолокационная астрономия  
 II 732—737
- Лэнгмюра закон I 678
- Люнберга линзы II 50, 51
- Магнетроны I 67—687: анодные  
 структуры I 679—683, 685—  
 687 ◊ взаимодействие между  
 электронным потоком и резо-  
 нансной структурой I 676—679,  
 683, 684 ◊ движение электро-  
 нов I 676—679, 683—685 ◊ мил-  
 лиметровый диапазон I 687 ◊  
 режимы генерирования I 679,  
 687 ◊ с разрезными анодами  
 I 679 ◊ типовые лампы I 685,  
 687; II 426, 452, 627, 644, 648,  
 649 ◊ характеристики выхода  
 I 685, 687 ◊ частотные харак-  
 теристики I 687; II 208, 387,  
 649 ◊ шумы II 159, 207, 208
- Магнитно-резистивный эффект I 341
- Магнитно-дипольные переходы  
 I 321, 322, 362
- Мазеры на твердом теле II 261—292:  
 с бегущей волной II 288—292 ◊  
 с двумя уровнями II 271—278 ◊  
 со многими уровнями II 278—292
- Максвелла уравнения I 34, 47, 513,  
 546, 558, 572, 724; II 67, 512
- Малошумящие усилители II 225—292
- Марс: отражения от поверхности

- П 736 ◊ радиосвязь П 599 ◊  
 тепловое излучение П 725  
 Маячковые лампы I 622  
 Медицинские вопросы излучения  
 П 430—440  
 Металлизация распылением П 124—  
 125  
 Методы проверки с. в. ч. конструк-  
 ций П 133—139  
 Механическая конструкция П 99—  
 105  
 Механическая обработка П 105—  
 111  
 Механические переключатели I 186—  
 189, 525  
 Миллиметровые волны: аномальная  
 проводимость I 341 ◊ генера-  
 торы I 687—695 ◊ парамаг-  
 нитный резонанс I 395 ◊ при-  
 боры для измерений I 204, 209,  
 221, 226, 227, 228, 229, 230,  
 239, 278, 279, 280 ◊ сверхпро-  
 водимость I 344 ◊ узлы I 114,  
 122, 124, 125, 164, 169, 170,  
 171, 175, 177, 178, 183, 187  
 Многократно периодические линии  
 I 554—557: акустическая ветвь  
 I 556 ◊ двухшлейфовая струк-  
 тура I 555—557 ◊ оптическая  
 ветвь I 556 ◊ частотные харак-  
 теристики I 555, 557  
 Молекулы типа асимметричного  
 волчка I 363, 364, 369, 372, 373  
 Молекулярные (газовые) спектро-  
 метры I 375—389  
 Молния, излучение П 555  
 Монопольная радиолокация: об-  
 лучатели антенны П 669 ◊  
 оптимальные диаграммы направ-  
 ленности П 668  
 Монотрон I 631  
 Морские радиолокационные системы  
 П 643—647  
 Мосты: волноводные I 239:  
 гибридного соединения ис-  
 пользование I 240 ◊ диэлек-  
 триков измерение I 315, 316,  
 465, 466, 467 ◊ линейного  
 ускорителя использование П  
 460 ◊ Парселла схема I 240 ◊  
 переменный коэффициент мо-  
 ста I 240 ◊  
 звуковой частоты:  
 болометры (баретторы) I 205 ◊  
 термисторы I 209  
 Мощность:  
 делители:  
 гибридное кольцо I 230, 231 ◊  
 щелевое гибридное соедине-  
 ние I 230  
 допустимая I 44, 46, 50, 55, 58,  
 63, 64, 90, 91, 93—95, 103, 104,  
 117, 151, 520, 535; П 451 ◊  
 измерение I 201—218:  
 Холла эффекта использова-  
 ние I 212—217  
 измерители I 203; 204; П 438  
 Нагрузки оконечные (искусствен-  
 ные) I 223—227, 239, 240, 524,  
 571; П 197  
 Наземные радиолокационные си-  
 стемы П 637—643  
 Найквиста соотношения П 153, 701  
 Направленные ответвители:  
 волноводные шлейфы I 163, 164,  
 165 ◊ дискретные элементы  
 I 162, 163:  
 биномиальный закон I 163,  
 526 ◊ сверхнаправленные реше-  
 тки I 163 ◊ чебышевское  
 распределение I 163, 165  
 длинная щель I 161, 162:  
 искажение структуры колеба-  
 ний нормального вида I 176 ◊  
 однородная щель I 165 ◊  
 сужающаяся щель I 167  
 коаксиальная линия I 158, 159 ◊  
 круглый волновод для волны  
 $TE_{01}$  I 163; П 514 ◊ матрица  
 рассеяния I 157 ◊ поверхност-  
 ная волна I 571:  
 чистая волна дипольного ти-  
 па I 580  
 открытые проводные линии I  
 163 ◊ погрешности I 163 ◊  
 полная передача I 165—167 ◊  
 полосковые линии I 525—526 ◊  
 применения:  
 антенные переключатели П  
 355, 359, 361 ◊ аппаратура  
 связи П 578, 588 ◊ радио-  
 локационная аппаратура П  
 635 ◊ согласующие устрой-  
 ства I 158  
 прямоугольное пересечение вол-  
 новодов I 158 ◊ согласование  
 I 158 ◊ элементы с собственной  
 направленностью I 157, 160:  
 отверстия связи I 158, 159 ◊  
 петли связи I 159, 160  
 Направляющие структуры I 558—  
 600  
 Напряжения измерение: резонанс-  
 ная диафрагма I 202 ◊ элект-  
 ронно-лучевой метод I 202 ◊  
 электроскоп с золотыми листоч-  
 ками I 201, 202  
 Насыщение спинов при ультразвуке  
 I 402, 403

- Насыщения спектральные линии  
I 367—370, 402, 403, 406, 407;  
II 264, 265, 401
- Неодима парамагнитные свойства  
I 399
- Неоднородности в волноводе I 142—  
145: накапливающие поля I 142:  
преобразование видов волн II  
504  $\diamond$  резонансные частоты  
I 143  
рассеяние: антисимметричное I  
142  $\diamond$  несимметричное I  
142  $\diamond$  симметричное I 142  
эквивалентная схема:  
размеры неоднородностей I 143
- Нернста теорема I 342
- Н-образный волновод I 577; II 501
- Нулевая точка энергии I 366; II 183
- Нулевое поле расщепления уровней  
в лазерах II 269
- Нулевой вид колебаний: линейные  
ускорители II 455, 456  $\diamond$  магне-  
троны I 682, 686, 687  $\diamond$  перио-  
дические структуры I 547, 584,  
585, 589, 592
- Обратные волны: волноводы: ди-  
электрические I 578  $\diamond$  феррито-  
вые I 455, 456, 577
- Ограничители мощности: без фазовых  
искажений II 260  $\diamond$  варакторных  
диодов II 260, 324  $\diamond$  лампы бегу-  
щей волны II 324  $\diamond$  на феррите  
II 324
- Однопозиционный радиолокатор  
II 617
- Ондуляторы: магнитные I 692  $\diamond$   
электрические I 692
- О-образный волновод I 577
- Оптическая накачка: газовые лазеры  
II 406, 407  $\diamond$  лазеры II 407, 600  $\diamond$   
лазеры на твердом теле II 264  $\diamond$   
парамагнитный резонанс I 401  $\diamond$   
принципы II 406, 407
- Оптического типа техника I 717—  
759: аналогия с акустическими  
волнами I 717  $\diamond$  волноводы для  
пучков электромагнитных волн  
I 728, 729  $\diamond$  делители пучка  
I 756—759  $\diamond$  разделяющие приз-  
мы I 756—759
- О-типа лампа I 366
- Отверстия в волноводах I 145—147:  
круговая поляризация I 242,  
243; II 11, 12  
поляризуемость I 145, 146, 159  $\diamond$   
условия связи I 145, 146, 155—  
157, 164  $\diamond$  ферритовые устрой-  
ства I 482, 483; II 14  $\diamond$  формы  
отверстий: крестообразное I 158,  
159, 242; II 13  $\diamond$  круглое I 97,  
158, 159, 164, 242  $\diamond$  про-  
водимость I 145  $\diamond$  щелевое I  
146, 164, 167  $\diamond$  эллиптическое  
I 159
- Отражательные: антенны II 38—46  $\diamond$   
клизтроны I 628—632; II 387,  
389, 391, 392, 394
- Памяти системы цифровые II 491—  
496
- Параболические отражатели II 38—  
46: усеченные II 39—41
- Парамагнитные твердые тела I 34,  
389—392, 397—401
- Парамагнитный резонанс I 389—  
392: спектрометры I 393—397
- Параметрические усилители II 235—  
261
- Паунда стабилизатор частоты:  
применение: генераторы сигна-  
лов II 196  $\diamond$  интерферометры  
оптического типа I 753, 754,  
755  $\diamond$  эталон спектральных  
линий II 400  
усиление по переменному току:  
устройства регуляции II 393
- Пашена — Бека эффект I 387
- Переход типа «плавник» I 152
- Перехода вероятности: космический  
водород II 729  $\diamond$  коэффициенты  
Эйнштейна I 362  $\diamond$  мазеры на  
твердом теле II 263, 264  $\diamond$  ре-  
лаксация в диэлектрике I 310  $\diamond$   
спонтанное излучение I 362  $\diamond$   
циклотронный резонанс I 407,  
408
- Переходы и преобразователи воли-  
водные I 123—126
- Периодическая электростатическая  
фокусировка: слаломный поток  
I 698  $\diamond$  центробежный метод  
I 698
- Периодические нагруженные линии  
I 546—556
- Периодические структуры I 546—  
557, 582—593, 638—640, 642—  
644, 675, 678—680; II 21—25,  
28—30, 202, 203, 259, 260, 290,  
336, 456—459: двумерные I 582  $\diamond$   
гофрированные I 548—556, 564—  
568, 570, 571, 585—591,  
638—640; II 24, 25, 456  $\diamond$  изме-  
рения I 591—593, 599  $\diamond$  ленточ-  
но-лестничные I 582—585, 643,  
644, 675, 678, 679, 686, 687;  
II 259, 289, 290  $\diamond$  резонаторы  
I 585—591  $\diamond$  спектрометр для  
штарковских волн I 388

- Петли возбуждающее магнитное поле: для излучения I 718, 719  $\diamond$  для связи I 151, 159, 160
- Печатных схем техника изготовления I 537
- Платинотрон, лампа со скрещенными полями I 676
- Поверхностное сопротивление I 338—341
- Поверхностные волны I 558—582; II 261: Зоммерфельда — Губо волны I 562, 563  $\diamond$  Ценека волны I 558, 562
- Поглотители неотражающие I 744—747
- Поглощающие ячейки I 380—389
- Поглощение в газах I 386
- Поглощения коэффициент I 367, 377, 378
- Пойнтинга вектор I 36, 41, 44, 580, 690
- Покрывать методы II 140—142: внутренние: анодирование I 90; II 141, 142  $\diamond$  золочение II 141  $\diamond$  лакирование II 141  $\diamond$  покрытие родием II 141 коррозии предотвращение: задерживающие коррозию вещества II 122, 140  $\diamond$  защитная смазка II 142  $\diamond$  сплавы специальные II 140  $\diamond$  средства уплотнения II 141 наружные: окраска II 141  $\diamond$  способ электроотделки II 141  $\diamond$  электропокрытие II 140  $\diamond$  эпоксидная смола II 133, 140, 141 полировка: механическая II 140  $\diamond$  химическая II 140  $\diamond$  электрическая I 90; II 140
- Полуволновые пластины: в вращающемся сочленении I 183, 184  $\diamond$  в фазовращателе I 180, 181  $\diamond$  питания антенного облучателя II 47  $\diamond$  ферритовые I 479
- Полупроводники: изготовление II 170, 256, 257, 258  $\diamond$  измерения I 333, 334, 335, 399, 400, 407—409  $\diamond$  общие свойства I 40, 212—217, 334, 335  $\diamond$  определение проводимости I 40  $\diamond$  применения I 212—216, 227, 228, 231, 334, 335; II 230, 255—261, 325, 326
- Поля напряженности измерение II 66
- Поляризуемость: искусственный диэлектрик I 733  $\diamond$  магнитная I 145, 146  $\diamond$  отверстия в волноводах I 145, 146  $\diamond$  электрическая I 145, 146, 733
- Помехи радиолокации: искусственные II 619  $\diamond$  от насекомых II 632
- Порошковая металлургия: материалы: сплавы II 123  $\diamond$  температура спекания II 124 методы прессования: конструирование форм II 124  $\diamond$  размеры частиц порошка II 124 структурные свойства: механическая прочность II 124  $\diamond$  пористость II 124  $\diamond$  точность размеров II 124 техника спекания: использование пропитки II 124  $\diamond$  нагревательная печь II 124
- Посадки самолетов средства II 658—662
- Потерь тангенс угла: магнитных I 36, 309, 733  $\diamond$  электрических I 36, 309, 733; II 59
- Преломление на границе диэлектрика I 40—43: закон Снелля I 41, 737  $\diamond$  коэффициенты отражения Френеля I 41, 737  $\diamond$  угол Брюстера I 42
- Преобразователи видов колебаний I 149—157: TE<sub>01</sub> вида в прямоугольном волноводе I 149—155; II 514  $\diamond$  TE<sub>11</sub> вида в круглом волноводе I 125, 151—154, 230, 231  $\diamond$  TEM коаксиального вида I 149, 150, 182; II 171: TE<sub>11</sub> круговой I 149  $\diamond$  TM<sub>01</sub> круговой I 149 TM<sub>01</sub> вида в круглом волноводе I 151, 152, 183—185
- Прессование: вытяжка волноводных труб II 107  $\diamond$  горячая штамповка II 108  $\diamond$  U-образные секции II 107  $\diamond$  ударное прессование II 108  $\diamond$  штамповка II 108
- Прецессия спинов электронов I 389, 437, 439, 440, 447, 448, 450—453
- Прецизионное литье II 117—123
- Приемники II 149—208
- Проводимость: металлов I 335—344  $\diamond$  определение I 34, 35  $\diamond$  удельные значения I 38
- Промышленные методы высокотемпературного нагрева II 426—430
- Пространственного заряда волны: взаимодействие I 623—629, 633—638, 673—675  $\diamond$  общие свойства I 623—625, 634
- Пространственные: бинения волн

- I 154, 166; II 512 ◊ гармоника  
I 552, 553, 565, 566, 585, 594;  
II 30
- Протоинного резонанса измерители  
I 395
- Пучки высокой энергии I 688—693
- Радиоальтиметры (радиовысотоме-  
ры) II 653, 654
- Радиоастрономия II 699—732
- Радиолокационная аппаратура II  
626—637
- Радиолокационная астрономия II  
732—737
- Радиолокационные методы II 626—  
637: импульсов сжатия метод  
II 628
- Радиолокационные системы для уп-  
равления запуском ракет II 670—  
672
- Радиолокация, принципы II 617—625
- Радиомаяки II 648—672
- Радиометры II 182—194
- Радиорелейные линии связи II 575—  
593
- Радиотелескопы II 705—719
- Разделение сигналов: большой мощ-  
ности I 292 ◊ временное II 497,  
575 ◊ направленные фильтры  
I 291 ◊ резонаторные фильтры  
I 290—292 ◊ системы импульс-  
ной модуляции II 497 ◊ ферри-  
товый циркулятор I 291 ◊ частот-  
но-избирательное II 497, 575
- Размагничивающие факторы: длинного  
цилиндра I 440 ◊ поперечное  
I 439, 447 ◊ сферы I 440 ◊ тон-  
кого диска I 440
- Распространение радиоволн при рас-  
сеянии II 549—558
- Рассеяние I 729—733
- Рассеяния матрицы: гибридные коль-  
ца I 168 ◊ гибридные тройники  
I 170 ◊ измерения I 147 ◊ на-  
правленные ответвители I 157 ◊  
определение I 147 ◊ ферритовые  
устройства I 457—459
- Рассеяния эффективная поверхность  
I 729—733
- Рамана релаксационный процесс  
I 402, 406
- Реджиа — Спенсера фазовращатель  
I 476
- Резонаторы I 261—276:  
введение диэлектрика I 266,  
332 ◊ вырожденные колебания  
I 266, 278 ◊ добротность, оп-  
ределение I 261, 262, 267,  
268 ◊ измерения характери-  
стик I 272—276 ◊ колебаний  
собственных виды I 264, 265 ◊  
методы модуляции II 385, 386 ◊  
методы настройки I 267, 278,  
279 ◊ поверхностные волны  
I 571
- применения:  
волнометры I 277—279 ◊ линей-  
ные ускорители II 451—456 ◊  
самолетные рефрактометры II  
540 ◊ стабилизация частоты  
II 384—387 ◊ фильтры частот  
I 285—292
- пространственные конфигурации  
I 261:  
резонансные кольца I 270—  
272 ◊ резонаторов формы I  
261—267, 317, 516—518, 683 ◊  
с круговой поляризацией I 266,  
289, 290, 484 ◊ эквивалентная  
схема I 267 ◊ электрические  
свойства I 261—264 ◊ элемен-  
ты связи I 267—268
- Резонаторные линейные ускорители  
II 451—456
- Релаксация спин-решетки I 389,  
401—407: кросс-релаксация  
I 402; II 280, 286, 287 ◊ измерение:  
акустические методы I 402
- Релеевская дальность (вблизи поля):  
измерения диаграммы направ-  
ленности II 66, 67 ◊ опасность  
излучения II 437, 438 ◊ опреде-  
ление I 726 ◊ пределы рассеяния  
I 729; II 548
- Релеевское распределение: быстрый  
феддинг II 552, 586 ◊ коэффици-  
ент отражения волновода II 104  
◊ разнесенный прием II 583 ◊  
эффективной поверхности рас-  
сеяния II 619
- Релеевское рассеяние I 729, 730
- Релея — Джинса формула II 184, 701
- Рентгеновское облучение I 400; II 425
- Решетки антенные II 7—11, 14—18:  
излучения свойства I 718—720;  
II 7—8:  
диаграммы направленности  
I 719, 720 ◊ множитель решет-  
ки I 720 ◊; II 7 ◊ сверхнаправ-  
ленные II 11—12
- сканирование:  
линейные решетки II 14—17 ◊  
плоские решетки II 52, 53 ◊  
связь элементов II 16, 17
- Уда-Яги II 24, 25
- Унке диаграмма: длинная линия  
I 621 ◊ карсинотрон типа M  
I 675 ◊ короткая линия I 621 ◊  
магнетрон I 685
- Урупы электромагнитные II 35—38

- Самолетные навигационные радиолокаторы II 649—658
- Самонаведения радиолокатор II 673, 674, 675
- Сверхпроводники I 341—344: измерения I 341—344 ◊ применения I 341—344; II 271—272, 287, 288 ◊ сверхнаправленность I 163; II 11
- Сверхтонкая структура I 369—370, 373, 388, 390, 397; II 267, 403, 404, 407
- СВЧ элементов методы изготовления II 105—116
- Связки в магнетронах I 681—683
- Сжатия импульсов метод II 628
- Синхротроны электронные II 468—469
- Системы радиосвязи за счет рассеяния II 590—593
- Сканирующие антенны I 46—59
- Скорость: измерение II 665, 666: автомобиля II 665, 666 ◊ вагонов на сортировочной горке II 666 ◊ движения автотранспорта на автострадах II 666 ◊ для сигнализации о движении в запретной зоне II 665 ◊ искусственных спутников Земли II 665 ◊ метеоров II 557 ◊ методы доплеровской радиолокации II 666 ◊ самолета II 665 ◊ ударных волн I 732; II 334, 344
- распространения волн:  
в волноводе I 49, 50, 98, 276, 277 ◊ в плоско-параллельных линиях I 43, 44, 513, 514 ◊ фазы I 34, 35, 546
- Скрутки волноводные: анализ I 122 ◊ гибкие I 127, 128 ◊ изготовление II 117 ◊ использование в изоляторах I 473 ◊ множественные I 122 ◊ ступенчатые I 122, 184, 185
- Слепые скорости радиолокатора II 624
- Слонстые проводники I 38; 39: с параллельными слоями (Клогстона) I 38 ◊ с последовательными слоями I 39
- Смесители II 151, 166—170
- Смита диаграмма I 81, 82, 83
- Снег: вносимая погрешность в измерения радиоальтиметрами II 654 ◊ вносимое затухание II 547 ◊ обратное рассеяние II 548 ◊ явление «блестящего слоя», II 549
- Снелля закон: для поверхности раздела диэлектрика I 41, 756, 757 ◊ для среды между плоско-параллельными пластинами I 737; II 31
- Соединители (фланцы) волноводные I 105—115: болты I 113, 114 ◊ дроссельные I 108—110 ◊ зажимные устройства I 113 ◊ контактные прокладки I 106 ◊ крепежные устройства I 110, 111; II 112, 113, 114, 132 ◊ отражение I 106, 107, 110; II 500 ◊ упаковка II 142 ◊ уплотняющие прокладки I 107, 111, 113, 115, 119, 120 ◊ фиксирующая муфта I 115
- Согласование на границе раздела I 739—744, 747—750, 758, 759; II 32—33, 59—61, 428, 459—461.
- Согласующие элементы: закорачивающие шлейфы I 175, 176: ЕН-типа I 176 ◊ двоянные I 176
- подвижные вставки:  
диэлектрические I 176 ◊ металлические зонды I 177 ◊ сердечники I 176
- поперечные соединения I 145 ◊ эксцентричный штырь I 177
- Солнца астрономия II 719—723, 735
- Сопровождение радиолокационное автоматическое II 667—670
- Сопrotивление волновое: волноводов I 50, 105, 150, 169:  
гребневых I 59, 61 ◊ заполненных диэлектриком I 65, 313, 314 ◊ со щелью I 236
- коаксиальных линий I 45, 511 ◊ определение I 50, 79, 232 ◊ полсовых линий I 43, 513, 517, 518
- Сопrotивлений полных измерение I 232—234:  
методом стоячей волны I 234—239 ◊ мостами с нулевым отсчетом I 232, 233, 239—244 ◊ непосредственный отсчет I 239—242 ◊ с использованием круговой поляризации I 242 ◊ трансформация цепей I 232—234, 239, 528, 571 ◊ эталоны сопrotивлений I 240
- Спектр молекулы I 364
- Спектрометры I 378, 384—387, 391, 395, 396, 404, 405: оптического типа I 748—751
- Спиновые волны I 451—453; II 245—248
- Спин-спиновое взаимодействие I 369, 370, 389—392, 401, 451.
- Спиральные антенны II 25—27
- Спиральные структуры I 202, 203,

- 260, 593—600, 636—644; II 462  
 Спиратрон I 672  
 Спутники земли, искусственные:  
 радиолокационные измерения  
 II 677, 737 радиоастрономиче-  
 ские методы II 737  $\diamond$  типы спут-  
 ников:  
 быстрого вращения II 594 —  
 596, 600  $\diamond$  наклонные эллип-  
 тические орбиты II 595  $\diamond$  син-  
 хронные (суточные) орбиты II  
 599, 600  
 Статистические соотношения параме-  
 тров II 103—105  
 тефана — Больцмана соотношение  
 II 183  
 Стокса (поляризации параметры)  
 II 717  
 Стоячей волны измерители I 234—  
 239  
 Ступенчатая скрутка I 122, 184  
 185; II 116  
 Суперрегенеративные приемники  
 II 149—150  
 Такан — радионавигационная систе-  
 ма II 657, 658, 661  
 Твердых тел диэлектрические свой-  
 ства I 329—335  
 Телевидение: радиорелейные линии:  
 расчет цепей II 440, 575, 576,  
 587—590, 593, 594, 597, 598,  
 646, 647  
 Тепловое излучение II 182—185  
 Термисторы I 208—211  
 Термоэлектронные методы I 695, 696  
 Тока измерение I 201  
 Тройники волноводные I 147—149,  
 188, 481  
 Тропосферное рассеяние радиоволн  
 II 549—555  
 Туман, затухание II 544, 545  
 Туннельные диоды II 230, 231  
 Туннельные триоды II 232  
 Туннельный квантово-механический  
 эффект I 365, 366  
 Турникетные соединения I 172, 173:  
 применения:  
 антенные переключатели II 358,  
 359  $\diamond$  мосты для измерения  
 полных сопротивлений I 239  $\diamond$   
 циркуляторы I 475; II 323  
 Путтона соль I 399  
 Уголк в волноводе I 121, 122  
 Уда-Яги антенны II 23, 24, 25  
 Унитарные соотношения I 147  
 Уплотнение волноводов I 115—120  
 Урана спиновый резонанс I 398  
 Усиление: антенны: определение  
 I 717; II 7  $\diamond$   
 в режиме класса В I 623  
 усилителя: определение I 618  $\diamond$   
 электронной лампы I 618  
 Усилитель с отрицательной массой  
 носителей II 234  
 Ускорители элементарных частиц  
 II 447—474  
 Фабри — Перо интерферометр  
 I 751—753; II 403  
 Фазовращатели (перестраиваемые)  
 I 177—181: в антеннах II 51—53  
 Фазочувствительные детекторы:  
 примененные:  
 радиометры II 189—194  $\diamond$  ра-  
 диотелескопы II 705, 706, 710,  
 718  $\diamond$  спектрометры I 379,  
 380, 384, 396, 408  $\diamond$  схемы ста-  
 билизованные по частоте II  
 390—392  
 работа:  
 ослабление шумов II 176—177  $\diamond$   
 суммирование выходов II 176,  
 177  
 Фазы измерение: измерителем с пря-  
 мым отсчетом I 232  $\diamond$  калибро-  
 ванным короткозамыкателем  
 I 232  $\diamond$  калиброванным фазовра-  
 щателем:  
 мостовой метод I 232  $\diamond$  оши-  
 бки рассогласования I 232  
 Фарадеевское вращение: в ионосфере  
 II 734, 737  $\diamond$  в искусственных  
 диэлектриках I 733  $\diamond$  в парамаг-  
 нитных веществах I 401, 404  $\diamond$   
 в полупроводниках I 335  $\diamond$  в  
 условиях газового разряда  
 II 343, 344  $\diamond$  в ферритах I 442,  
 445, 459, 463, 464, 465, 472,  
 473, 474, 476, 477  $\diamond$  на оптиче-  
 ских частотах I 457  
 Феддинг: быстрый II 552, 585, 586  $\diamond$   
 в пределах прямой видности  
 II 581, 590  $\diamond$  длительность  
 замираний II 552, 584  $\diamond$  измере-  
 ния:  
 загоризонтных траекторий  
 II 543  $\diamond$  над местностью с че-  
 редующимися скатами II 542  $\diamond$   
 над пустынной местностью  
 II 542  $\diamond$  угла прихода II 542  
 медленный II 552, 553  $\diamond$  много-  
 лучевое распространение II 542  $\diamond$   
 характеристики:  
 глубина замираний II 542, 552,  
 585  
 Ферма принцип I 722  
 Ферми поверхности I 340  
 Ферритов: определение I 444—445  $\diamond$

- параметров измерение I 458—468:  
 магнитные потери I 464, 468  $\diamond$   
 немагнитные материалы I 460  $\diamond$   
 резонансные методы I 459—462  $\diamond$   
 тензор проницаемости I 460—462, 464  $\diamond$   
 фарадеевское вращение I 460, 463, 464  
 свойства I 443—446
- Ферритовые устройства** I 468—484:  
 аттенюатор-изолятор I 475  $\diamond$   
 аттенюаторы переменные I 408, 474  $\blacklozenge$   
 гираторы широкополосные I 476—477  $\diamond$   
 переключатели I 481—483; II 325—326  $\diamond$   
 фазовращатели I 476, 478—480
- Ферриты намагнитченные** I 435—455
- Ферромагнитный резонанс** I 328—330
- Ферроэлектрические материалы**  
 I 331—333: применения:  
 параметрические усилители II 243, 260  $\diamond$   
 резонаторы I 266, 334
- Фильтры частотные** I 281—293:  
 на связанных резонаторах I 286—292, 531  $\diamond$   
 с вырожденными видами колебаний I 289  $\diamond$   
 с многими видами колебаний I 288  $\diamond$   
 с проходным резонатором I 286
- волноводные:**  
 с диэлектрическими вставками I 284  $\diamond$   
 с гибридными соединениями I 285  $\diamond$   
 предельные I 283  $\diamond$   
 с радиальными линиями I 286  $\diamond$   
 с T-образным соединением I 284  $\diamond$   
 с чередованием секций I 283
- в разветвителях (мультиплексах)** I 290—292:  
 направленный фильтр I 290  $\diamond$   
 ферритовый циркулятор I 291  
 для измерения шума II 203, 204  $\diamond$   
 изготовление:  
 допуска I 288  $\diamond$   
 методика регулировки I 288
- направленные** I 290, 291, 532, 533:  
 каскадные в линии передачи I 286  
 невзаимные устройства I 290, 485  $\diamond$   
 передающих линий I 281—286:  
 коаксиальные I 283  $\diamond$   
 с замкнутой петлей I 283
- полосковые** I 531—533:  
 возвратного типа I 531  $\diamond$   
 двухпроводных линий I 283  $\diamond$   
 с индуктивными штырями I 292  $\diamond$   
 с колебаниями высших видов I 293  $\diamond$   
 с настройкой I 293  $\diamond$   
 с оптимальными интервалами I 292  $\diamond$   
 с четвертьволновыми связями I 292, 293
- расчет параметров:**  
 затухания I 283  $\diamond$   
 лестничной цепи I 281, 282, 292  $\diamond$   
 максимально-плоской характеристики I 287, 292, 293  $\diamond$   
 т-производных I 283  $\diamond$   
 постоянного активного сопротивления I 283, 286  $\diamond$   
 чебышевского фильтра I 287, 293
- резонаторные:**  
 с колебаниями, сдвинутыми по фазе I 290, 291  $\diamond$   
 с круговой поляризацией I 290, 291  
**с настройкой:**  
 емкостным винтом I 288  $\diamond$   
 на феррите I 288, 291, 484  $\diamond$   
 с двумя настройками I 288  
 структуры с газовым разрядом II 337—338
- Флоке теорема** I 546
- Фокусирование электронных пучков**  
 I 696—698: магнитная фокусировка I 697  $\diamond$   
 первеанс I 697—698
- Формы линии:**  
 гауссова I 379, 390  $\diamond$   
 лоренцовская I 367, 379  
 молекулы газа I 366—361, 378, 379, 388  $\diamond$   
 парамагнитные материалы I 389, 397, 400:  
 спин-спиновые взаимодействия I 390  $\diamond$   
 температурная зависимость I 390
- ширина:**  
 ферромагнитный резонанс I 446—450
- Франклина антенна** I 534
- Фраунгофера дифракция** I 725, 726, 755; II 7
- Френеля:** ближняя зона I 726, 727, 728, 729, 750  $\diamond$   
 дифракция I 724  $\diamond$   
 зон анализ I 726; II 59, 536, 556, 581, 583, 734  $\diamond$   
 коэффициенты преломления I 41, 310, 313  $\diamond$   
 ромб I 759
- Фурье: преобразования:**  
 анализ спектра II 395  $\diamond$   
 направленные ответители I 161  $\diamond$   
 поле излучения I 723; II 8  
 разложения компоненты I 690, 692; II 166, 405, 406
- F-центры** I 397, 402
- Хартри<sup>7</sup> напряжение** в магнетроне I 677, 684
- X-образный волновод** I 577
- X-образный циркулятор** I 481

- Холла эффект I 212—215, 334; II 152
- Ценека поверхностная волна I 558, 562
- Церий: использование для легирования II 270, 271  $\diamond$  парамагнитные свойства I 398, 406
- Циклотронный резонанс I 407—411; II 235, 270: методы измерений I 407—409  $\diamond$  теория I 407, 411  $\diamond$  экспериментальные результаты: в металлах I 409—411  $\diamond$  в полупроводниках I 409—411  $\diamond$  эффект рассеяния I 407, 408
- Циклотроны II 462—466
- Цинк: литье в постоянные формы II 122
- Циркуляторы II 229, 244, 256, 284, 285, 323, 325, 326: в круглом волноводе I 479  $\diamond$  трехплечая схема:  
Т-образное соединение I 481  $\diamond$   
Y-образное соединение I 481, 530  
четырёхплечая схема I 458, 477, 480, 530:  
большой мощности I 473  $\diamond$   
как элемент схемы I 457  $\diamond$   
независимые направленные ответвители I 480  
фарадеевское вращение I 477; II 323  $\diamond$
- Частоты: измерения II 380—383:  
( $\omega$ — $\beta$ ) характеристики: волноводов I 48  $\diamond$  периодически нагруженной линии I 546—557, 558, 587, 591, 592  
стабилизация II 384—394  $\diamond$  стандарты II 399—408
- Чебышевское распределение: конический переход I 87  $\diamond$  направленные ответвители I 163, 164  $\diamond$  решетки II 9, 10  $\diamond$  ступенчатый трансформатор I 84  $\diamond$  частотные фильтры I 287, 293
- Черенкова излучение I 689, 690, 691, 692: геометрия I 691  $\diamond$  мощность I 690, 692  $\diamond$  среда для практических генераторов I 691
- Черного тела излучение I 693; II 182, 184, 185, 700, 725
- Четвертьволновые пластины: в волноводе I 156, 157:  
анизотропная среда I 156  $\diamond$   
диэлектрические вставки I 156  $\diamond$   
емкостные стержни I 156, 157  $\diamond$   
индуктивные стержни I 156  $\diamond$   
металлические пластины I 156  $\diamond$   
ступенчатые пластинки I 157  
в фазовращателе I 180, 181
- Четвертьволновые трансформаторы I 80, 81, 84, 85: для многих секций:  
биномиальные I 84  $\diamond$   
линейные I 44, 747  $\diamond$   
чебышевской конструкции I 85  $\diamond$   
экспоненциальные I 84  
одиночные I 80, 81
- Четырехполосники: газовые мазеры II 401—402  $\diamond$   
параметрические усилители II 253—255  $\diamond$   
эффекты ядерного взаимодействия I 369
- Чистота отделки поверхности I 335, 733; II 105, 110, 111, 112, 119, 121, 123, 124, 136—141, 535—540, 734
- Шестиплечие устройства I 173, 174, 239, 476, 477; II 358, 359, 360
- Шлейфы согласующие: короткозамкнутые I 175, 176  $\diamond$   
сдвоенные I 175
- Штамповка II 108—111
- Штарка явления I 370—374; II 400, 401
- Штыри волноводные: анизотропные зонды I 145  $\diamond$   
емкостные I 144, 145  $\diamond$   
индуктивные I 145  $\diamond$   
несимметрично расположенные I 145  $\diamond$   
применения:  
уголки I 121  $\diamond$   
фильтры сверхвысоких частот I 292, 293  
резонансные I 145  $\diamond$   
симметрично расположенные I 145
- Шума измерение: газоразрядные генераторы II 200—203  $\diamond$   
чувствительности усилителя II 194
- Шумовые генераторы широкополосных сигналов II 196—203
- Шумы случайные II 153—159: в антеннах II 184, 185, 596, 597, 700, 701  $\diamond$   
в электронных лампах II 155—159, 203—208
- Щелевые излучатели II 11—14
- Эйри распределение интенсивности I 727; II 55
- Эквивалентные схемы: гребневых волноводов I 59  $\diamond$   
резонаторной системы стабилизации II 386, 387  $\diamond$   
резонаторов I 267  $\diamond$   
ферритовых устройств I 458  $\diamond$   
волноводных элементов:  
диафрагм I 142, 143  $\diamond$   
замедляющих структур I 589  $\diamond$   
изгибов I 120, 121  $\diamond$   
неоднородно-

- стей I 105, 143  $\diamond$  плоских  
фланцев I 145  $\diamond$  резистивных  
пластин I 226  $\diamond$  тройников  
I 147, 148  $\diamond$  уголков I 121
- Электролиты I 89, 90; II 126, 127,  
140, 141: диэлектрические свой-  
ства I 326
- Электронно-волновые лампы I 632—  
636
- Электронные пушки I 696, 697, 698
- Энергии уровни: при квантовании  
I 363, 389
- Энергия: анизотропия I 446, 447,  
451  $\diamond$  обменное взаимодействие:  
антиферромагнетики I 448  $\diamond$   
парамагнитный [резонанс
- I 389  $\diamond$  спиновые волны I 451,  
452  $\diamond$  ферриты I 443  
электромагнитная I 34, 35, 261,  
551
- Эфемеридное время, определение  
II 380
- Эхо камеры: использование морского  
радиолокатора II 644  $\diamond$  расстрой-  
ка резонатора II 635  $\diamond$  резо-  
натор с волной TE<sub>01</sub> вида II 634,  
635  $\diamond$  характеристики II 634,  
635
- Ядерные излучения II 142
- Ядерный резонанс II 271—273

## СОДЕРЖАНИЕ

От редактора . . . . .	5
------------------------	---

### *Глава 14. Антенны*

14.1	Характеристики излучения . . . . .	7
14.1.1.	Общие принципы . . . . .	7
14.1.2.	Сверхнаправленные антенны . . . . .	11
14.2.	Антенны с боковым излучением . . . . .	11
14.2.1.	Элементарные излучатели . . . . .	11
14.2.2.	Линейные решетки . . . . .	14
14.2.3.	Двухмерные решетки . . . . .	17
14.3.	Антенны с продольным излучением . . . . .	18
14.3.1	Ускоряющие структуры . . . . .	18
14.3.2.	Замедляющие структуры . . . . .	21
14.3.3.	Частотно-независимые антенны . . . . .	28
14.3.4.	Поверхностные излучатели . . . . .	29
14.4.	Излучение из апертур . . . . .	31
14.4.1.	Линзы . . . . .	31
14.4.2.	Электромагнитные рупоры . . . . .	35
14.4.3.	Отражающие поверхности . . . . .	38
14.5.	Сканирующие системы . . . . .	46
14.5.1.	Движение луча . . . . .	46
14.5.2.	Методы фазирования . . . . .	51
14.5.3.	Широкоугольные линзы . . . . .	53
14.5.4.	Широкоугольные отражатели . . . . .	57
14.6.	Диэлектрические обтекатели . . . . .	59
14.6.1.	Слоистые материалы . . . . .	59
14.6.2.	Практические конструкции . . . . .	62
14.7.	Техника измерений . . . . .	63
14.7.1.	Эквивалентные контуры . . . . .	63
14.7.2.	Диаграмма направленности . . . . .	66
14.7.3.	Усиление . . . . .	67
	Литература . . . . .	69

### *Глава 15. Механическая конструкция и изготовление*

15.1.	Технические особенности . . . . .	99
15.1.1.	Конструктивные данные . . . . .	99
15.1.2.	Размеры и допуски . . . . .	101

15.2. Механическая обработка и сопутствующие процессы . . .	105
15.2.1. Точная механическая обработка . . . . .	105
15.2.2. Прессование и штамповка . . . . .	107
15.2.3. Искровая обработка . . . . .	111
15.3. Методы изготовления . . . . .	112
15.3.1. Пайка . . . . .	112
15.3.2. Сгибание и скручивание . . . . .	114
15.4. Прецизионное литье . . . . .	117
15.4.1. Литье под давлением . . . . .	117
15.4.2. Литье с удаляемыми моделями . . . . .	119
15.4.3. Постоянные формы . . . . .	122
15.5. Методы спекания и распыления . . . . .	123
15.5.1. Порошковая металлургия . . . . .	123
15.5.2. Металлизация распылением . . . . .	124
15.6. Гальванопластика . . . . .	126
15.6.1. Методы гальванического покрытия . . . . .	126
15.6.2. Постоянные оправки . . . . .	128
15.6.3. Оправки разового применения . . . . .	130
15.6.4. Изготовление деталей методом гальванопластики . . . . .	132
15.7. Проверка и измерения . . . . .	133
15.7.1. Методы проверки . . . . .	133
15.7.2. Механические размеры . . . . .	134
15.7.3. Чистота отделки поверхности . . . . .	136
15.8. Покрытие и упаковка . . . . .	140
15.8.1. Внутренняя отделка . . . . .	140
15.8.2. Внешняя отделка . . . . .	141
15.8.3. Упаковка и маркировка . . . . .	142
Литература . . . . .	143

### Глава 16. Приемники

16.1. Прием пороговых сигналов . . . . .	149
16.1.1. Типы приемников . . . . .	149
16.1.2. Шумы в цепях . . . . .	153
16.1.3. Шум в электронных лучках . . . . .	155
16.1.4. Шумы в электронных лампах . . . . .	157
16.2. Полупроводниковые диоды . . . . .	159
16.2.1. Выпрямление . . . . .	159
16.2.2. Детектирование сигналов с малым уровнем . . . . .	163
16.2.3. Параметры смесителей . . . . .	166
16.2.4. Типичные диоды и держатели кристаллов . . . . .	170
16.3. Специальные методы . . . . .	174
16.3.1. Применяемые схемы . . . . .	174
16.3.2. Генерирование гармоник . . . . .	177
16.4. Методы радиометрии . . . . .	182
16.4.1. Энергия и шумы излучения . . . . .	182
16.4.2. Форма шумового сигнала . . . . .	186
16.4.3. Флюктуации усиления . . . . .	187
16.4.4. Различные погрешности . . . . .	192
16.5. Измерение параметров . . . . .	194
16.5.1. Генераторы сигнала . . . . .	194
16.5.2. Источники широкополосных сигналов . . . . .	196
16.5.3. Газоразрядные источники шума . . . . .	200
16.5.4. Шумы генераторов на электронных лампах . . . . .	203
Литература . . . . .	208

### Глава 17. Малошумящие усилители

17.1. Устройства, питаемые постоянным током . . . . .	225
17.1.1. Электронные лампы . . . . .	225
17.1.2. Приборы на твердом теле . . . . .	230

17.2.	Усилители с переменной реактивностью . . . . .	235
17.2.1.	Общие принципы . . . . .	235
17.2.2.	Усилители с отрицательной проводимостью . . . . .	238
17.2.3.	Системы бегущей волны . . . . .	240
17.3.	Практические параметрические усилители . . . . .	244
17.3.1.	Ферромагнитные материалы . . . . .	244
17.3.2.	Волны пространственного заряда . . . . .	249
17.3.3.	Полупроводниковые диоды . . . . .	255
17.4.	Квантовомеханические усилители (мазеры) . . . . .	261
17.4.1.	Индукцированное излучение . . . . .	261
17.4.2.	Материалы . . . . .	267
17.5.	Мазеры с двумя уровнями . . . . .	271
17.5.1.	Методы ядерного резонанса . . . . .	271
17.5.2.	Анализ во вращающихся координатах . . . . .	273
17.5.3.	Практические устройства . . . . .	275
17.6.	Мазеры со многими уровнями . . . . .	278
17.6.1.	Теория работы . . . . .	278
17.6.2.	Усилители резонаторного типа . . . . .	281
17.6.3.	Усилители бегущей волны . . . . .	288
	Литература . . . . .	292

### *Глава 18. Антенные переключатели и электроника газового разряда*

18.1.	Принципы переключения антенны . . . . .	321
18.1.1.	Пассивная схема . . . . .	321
18.1.2.	Переключатели на твердом теле . . . . .	325
18.2.	Электроника газового разряда . . . . .	327
18.2.1.	Процесс пробоя . . . . .	327
18.2.2.	Свойства разряда . . . . .	330
18.2.3.	Процессы переноса в плазме . . . . .	334
18.3.	Характеристики переключающих ламп . . . . .	336
18.3.1.	Устройство разрядников . . . . .	336
18.3.2.	Поджиг разряда . . . . .	338
18.3.3.	Гашение разряда . . . . .	340
18.4.	Приборы с несамостоятельным разрядом . . . . .	342
18.4.1.	Фазовые изменения . . . . .	342
18.4.2.	Гиромангнитные явления . . . . .	343
18.4.3.	Аттенюаторы . . . . .	346
18.4.4.	Импульсные переключатели . . . . .	346
18.5.	Приборы с самостоятельным разрядом . . . . .	348
18.5.1.	Однофункциональные переключатели . . . . .	348
18.5.2.	Многофункциональные переключатели . . . . .	351
18.6.	Антенные переключатели на разрядных трубках . . . . .	355
18.6.1.	Волновод со шлейфами . . . . .	355
18.6.2.	Балансные схемы . . . . .	357
18.6.3.	Индивидуальные функции . . . . .	360
18.7.	Техника измерений . . . . .	362
18.7.1.	Затухание и полное сопротивление . . . . .	362
18.7.2.	Просачивание мощности . . . . .	363
18.7.3.	Время восстановления . . . . .	364
	Литература . . . . .	365

### *Глава 19. Измерение и стабилизация частоты*

19.1.	Измерение частоты . . . . .	380
19.1.1.	Эталоны времени . . . . .	380
19.1.2.	Методы умножения . . . . .	381
19.2.	Стабилизация частоты . . . . .	384
19.2.1.	Опорные резонаторы . . . . .	384
19.2.2.	Схемы стабилизации . . . . .	388
19.3.	Спектральный анализ . . . . .	394

19.3.1. Механическое качание частоты . . . . .	394
19.3.2. Электронное качание частоты . . . . .	396
19.4. Эталоны спектральных линий . . . . .	399
19.4.1. Методы поглощения . . . . .	399
19.4.2. Методы излучения и образования пучка . . . . .	401
19.4.3. Теории гравитации и относительности . . . . .	407
Литература . . . . .	408

## **Глава 20. Высокочастотное излучение в промышленности биологии и медицине**

20.1. Свойства живых тканей . . . . .	422
20.1.1. Диэлектрические свойства . . . . .	422
20.1.2. Методы парамагнитного резонанса . . . . .	424
20.2. Промышленные методы высокочастотного нагрева . . . . .	426
20.2.1. Применяемые методы . . . . .	426
20.2.2. Частные приложения . . . . .	427
20.3. Облучение в интенсивном поле . . . . .	430
20.3.1. Ткани с кровеносными сосудами . . . . .	430
20.3.2. Ткани без кровеносных сосудов . . . . .	432
20.4. Опасность при работе для технического персонала . . . . .	434
20.4.1. Исследование допустимого облучения . . . . .	434
20.4.2. Приборы . . . . .	436
20.4.3. Методы защиты . . . . .	439
Литература . . . . .	440

## **Глава 21. Применение высоких частот в ускорителях элементарных частиц**

21.1. Типы ускорителей . . . . .	447
21.1.1. Электродинамика частиц . . . . .	447
21.1.2. Низкочастотные ускорители . . . . .	450
21.2. Линейные ускорители с резонаторами . . . . .	451
21.2.1. Системы с одним резонатором . . . . .	451
21.2.2. Многорезонаторные системы . . . . .	453
21.3. Линейные ускорители с бегущей волной . . . . .	456
21.3.1. Применение замедляющих систем . . . . .	456
21.3.2. Некоторые методы конструирования ускорителей . . . . .	459
21.4. Орбитальные или циклические ускорители с постоянным полем . . . . .	462
21.4.1. Циклотроны . . . . .	462
21.4.2. Фазотрон (синхроциклотрон) . . . . .	464
21.4.3. Электронные циклотроны . . . . .	465
21.5. Индукционные циклические ускорители . . . . .	466
21.5.1. Бетатроны . . . . .	466
21.5.2. Электронные синхротроны . . . . .	468
21.5.3. Протонные синхротроны . . . . .	470
21.6. Фокусировка со знакопеременным градиентом . . . . .	471
Литература . . . . .	474

## **Глава 22. Связь по линиям передачи**

22.1. Обработка информации . . . . .	486
22.1.1. Теория информации . . . . .	486
22.1.2. Модуляция несущей . . . . .	488
22.1.3. Системы памяти . . . . .	491
22.2. Методы передачи информации . . . . .	497
22.2.1. Системы цепей . . . . .	497
22.2.2. Требования к линиям передачи . . . . .	499
22.3. Волноводы с круговыми электрическими полями . . . . .	501
22.3.1. Затухание и дисперсия . . . . .	501
22.3.2. Потери, вызванные явлением преобразования видов волн . . . . .	504

22.4.	Практические волноводы для передачи энергии на большие расстояния . . . . .	507
24.4.1.	Передача энергии через изгибы . . . . .	507
22.4.2.	Узлы и методы . . . . .	513
	Литература . . . . .	518

### **Глава 23. Распространение радиоволн**

23.1.	Распространение вдоль Земли . . . . .	532
23.1.1.	Область интерференции . . . . .	532
23.1.2.	Область дифракции . . . . .	535
23.1.3.	Поверхностное рассеяние . . . . .	537
23.2.	Атмосферные явления . . . . .	540
23.2.1.	Рефракция . . . . .	540
23.2.2.	Потери при распространении . . . . .	543
23.2.3.	Рассеяние осадками . . . . .	547
23.3.	Распространение радиоволн при рассеянии . . . . .	549
23.3.1.	Тропосферное рассеяние . . . . .	549
23.3.2.	Ионизация северным сиянием и метеоритами . . . . .	555
	Литература . . . . .	558

### **Глава 24. Радиорелейные линии связи**

24.1.	Оборудование конечных пунктов . . . . .	575
24.1.1.	Характеристики схем . . . . .	575
24.1.2.	Узлы и электронные лампы . . . . .	578
24.2.	Рабочие условия . . . . .	580
24.2.1.	Выбор пути распространения . . . . .	580
24.2.2.	Разнесенный прием . . . . .	583
24.3.	Практические системы . . . . .	587
24.3.1.	Линии связи в пределах прямой видимости . . . . .	587
24.3.2.	Радиорелейные линии связи, работающие при отсутствии прямой видимости . . . . .	590
24.4.	Космическая связь . . . . .	593
24.4.1.	Радиорелейные станции на спутниках для наземной связи . . . . .	593
24.4.2.	Межпланетные радиорелейные линии . . . . .	599
	Литература . . . . .	600

### **Глава 25. Радиолокационные системы**

25.1.	Основные принципы . . . . .	617
25.1.1.	Определение местоположения рассеивающей цели . . . . .	617
25.1.2.	Методы непрерывного излучения . . . . .	619
25.1.3.	Импульсные методы . . . . .	622
25.1.4.	Вероятность обнаружения сигнала . . . . .	624
25.2.	Аппаратура и методы . . . . .	626
25.2.1.	Блоки высокой частоты . . . . .	626
25.2.2.	Индикация и обработка данных . . . . .	629
25.2.3.	Работа при наличии пассивных помех . . . . .	632
25.2.4.	Средства испытаний . . . . .	634
25.3.	Наблюдение и поиск . . . . .	637
25.3.1.	Наземные системы . . . . .	637
25.3.2.	Морская навигация . . . . .	643
25.3.3.	Системы вторичной радиолокации . . . . .	647
25.4.	Воздушная навигация . . . . .	649
25.4.1.	Средства доплеровской навигации . . . . .	649
25.4.2.	Панорамные радиолокаторы и другие автономные радиолокационные системы . . . . .	652
25.4.3.	Комбинированные системы . . . . .	656
25.5.	Системы захода на посадку и посадки самолетов . . . . .	658
25.5.1.	Системы захода на посадку . . . . .	658

25.5.2. Инструментальная посадка . . . . .	661
25.6. Обнаружение целей на земной поверхности и наблюдение за их движением . . . . .	663
25.6.1. Наблюдение за целями на земной поверхности . . . . .	663
25.6.2. Измерение скорости . . . . .	665
25.7. Системы наведения и слежения . . . . .	667
25.7.1. Автоматическое сопровождение . . . . .	667
25.7.2. Управление запуском . . . . .	670
25.7.3. Наведение ракет . . . . .	672
25.7.4. Управление на больших дальностях . . . . .	675
Литература . . . . .	677

## *Глава 26. Техника радио- и радиолокационной астрономии*

26.1. Практические стороны вопроса . . . . .	699
26.1.1. Общие принципы . . . . .	699
26.1.2. Приемные системы . . . . .	702
26.2. Радиотелескопы . . . . .	705
26.2.1. Однолепестковые антенны . . . . .	705
26.2.2. Двухволновые интерферометры . . . . .	708
26.2.3. Многоэлементные интерферометры . . . . .	713
26.2.4. Поляриметры . . . . .	716
26.3. Солнечная система . . . . .	719
26.3.1. Солнечная атмосфера . . . . .	719
26.3.2. Излучение Солнца . . . . .	721
26.3.3. Излучение планет . . . . .	724
26.4. Радиоволны космического происхождения . . . . .	726
26.4.1. Дискретные источники шума . . . . .	726
26.4.2. Спектральные линии . . . . .	729
26.5. Радиолокационная астрономия . . . . .	732
Литература . . . . .	737
<b>Предметный указатель . . . . .</b>	<b>754</b>

**А. Ф. Харвей**

**«ТЕХНИКА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ»**

Редактор *А. И. Шестаков*

Художественный редактор *В. Т. Сидоренко*

Технический редактор *Е. Н. Косарева*

Переплет художника *В. И. Шаповалова*

---

Сдано в набор 30/III 1965 г. Подписано к печати 30/VIII 1965 г. Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>

Объем 48,5 п. л. Уч.-изд. л. 59,41

Заказ 1324. Тираж 10 300 экз. Цена 4 р. 26 к.

Темплан № 12 1965 г.

---

Московская типография № 4 Главполиграфпрома  
Государственного комитета Совета Министров СССР  
по печати

Б. Переяславская 46.