

*Г. Д. БУРДУН, Р. А. ВАЛИТОВ,  
Л. Н. БРЯНСКИЙ, Б. Д. КУКУШ,  
В. И. ПРОНЕНКО*

# РАДИОИЗМЕРЕНИЯ НА МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛНАХ



*Издательство Харьковского Университета*

# ГЕНЕРАТОРЫ И ИНДИКАТОРЫ МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН. ВОЛНОВОДНЫЙ ТРАКТ; МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ ДЛЯ ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ СОГЛАСОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ТРАКТА

## § 1. Генераторы миллиметровых волн

Первыми источниками миллиметровых волн были искровые генераторы. В 1895 году известный русский ученый П. Н. Лебедев применил для исследования электрических свойств диэлектриков на сверхвысоких частотах искровой генератор электромагнитных волн длиной волны 6 мм.

В 1923 году А. А. Глаголева Аркадьева создала массовый излучатель, основанный на искровом возбуждении электромагнитных волн, на котором получила волны длиной до 0,08 мм, заполнившие интервал между волнами Лебедева ( $\lambda = 6$  мм) и инфракрасными лучами Рубенса ( $\lambda = 340$  мк).

Развитие электроники сверхвысоких частот привело к созданию нескольких видов генераторов миллиметровых волн. Наиболее распространенными из них являются клистронные генераторы, магнетронные и генераторы гармоник.

Кроме того, миллиметровые волны можно получить с помощью ламп с бегущей и обратной волной, газоразрядного генератора шумов и молекулярного генератора. В последнее время ведутся разработки генераторов, использующих эффект Черенкова, эффект Допплера и др.

**Клистронные генераторы.** В качестве источника колебаний в измерительных генераторах наиболее часто применяются отражательные клистроны. Принцип действия прибора основан на использовании явления электронной группировки. В установившемся режиме колебаний механизм самовозбуждения в отражательном клистроне можно представить следующим образом.

Поток электронов, эмитируемых катодом, ускоряется положительным потенциалом, приложенным к резонатору (рис. 1).

Под действием переменного высокочастотного напряжения  $u = u_m \sin \omega t$  между сетками резонатора электронный поток модулируется

по скорости. Пролетев через сетки, электроны попадают в область действия отрицательного потенциала отражателя. Благодаря этому они тормозятся и начинают двигаться в обратном направлении к резонатору.

В пространстве между сетками и отражателем электроны группируются в сгустки. Расстояние между отражателем и резонатором и напряжения на них выбираются так, что сгустки электронов в потоке вновь пройдут через сетки резонатора в момент, когда электрическое поле высокой частоты будет тормозить электроны, т. е. электронный поток будет отдавать свою энергию электромагнитному полю резонатора.

Самовозбуждение отражательного клистрона достигается только при определенном напряжении на отражателе и резонаторе.

Предельно достижимая длина волны для отражательных клистронов лежит в миллиметровом диапазоне волн, что связано с значительными потерями в колебательной системе и трудностями изготовления элементов конструкции клистронов с высокой степенью

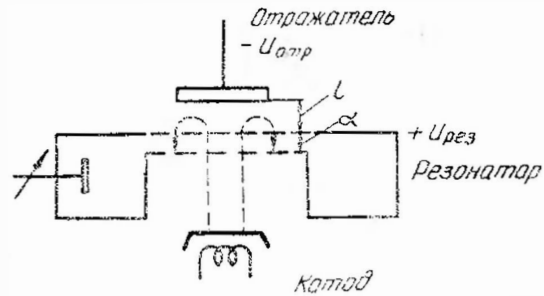


Рис. 1. Схема отражательного клистрона.

точности (в некоторых случаях с точностью до долей микрона). В последние годы методом моделирования созданы миллиметровые клистроны, работающие на волнах до 4 мм и имеющие выходную мощность до 30 мвт.

Магнетронные генераторы. Принцип действия многорезонаторного магнетронного генератора, разработанного советскими учеными Н. Ф. Алексеевым и Д. Е. Маляровым, основан на взаимодействии с полем резонаторов, расположенных в анодном блоке магнетрона, электронного потока, управляемого постоянным магнитным полем, и электрическим напряжением (импульсным или постоянным), прикладываемым между катодом и анодом магнетрона. В установившемся режиме колебаний под воздействием постоянных магнитного и электрического полей, а также высокочастотного поля резонаторов пространственный заряд приобретает форму колеса со спицами. На рис. 2 схематически показан характер распределения поля и пространственного заряда в многорезонаторном магнетроне. К и А — катод и анод магнетрона, соответственно. Н — магнитное поле, Q — пространственный заряд.

В настоящее время созданы как импульсные магнетроны, так и магнетроны с непрерывным излучением в диапазоне миллиметровых волн.

Генераторы гармоник. Известно, что в цепи кристаллического детектора при воздействии на него высокочастотного колебания частоты  $f$ , благодаря нелинейности характеристики детектора появляются токи частоты  $nf$  (где  $n$  — целое положительное число — номер гармоники), интенсивность которых тем меньше, чем больше номер гармоники. Если с помощью какой-либо схемы выделить гармоническую составляющую, то ее можно использовать как источник колебания более высокой частоты.

При воздействии на детектор двух сигналов разных частот в цепи детектора появятся токи комбинационных частот  $\pm mf_1 \pm nf_2$ , где  $m$  и  $n$  — целые и положительные числа. При удвоении, например, удается получить сигналы мощностью порядка нескольких процентов от мощности, подводимой на основной частоте. Комбинационные частоты по амплитуде могут достигать больших значений, чем амплитуды гармоник того же порядка.

Одни из путей получения энергии в диапазоне миллиметровых волн состоит в умножении и преобразовании частоты, даваемой источником более длинноволнового диапазона. Для умножения и преобразования частот используются как кремниевые, так и германиевые детекторы. По величине коэффициента преобразования они примерно эквивалентны, но германиевые детекторы более стабильны.

Кристаллические умножители позволяют получить миллиметровые волны интенсивностью, достаточной для некоторых измерений. Использование же комбинационных частот, возникающих в цепи кристаллического детектора при одновременном воздействии на него колебаний двух источников более длинноволнового диапазона, один из которых перестраиваемый, позволило осуществить плавное перекрытие участка миллиметровых волн.

На рис. 3 представлена принципиальная схема умножения частоты путем выделения гармоники с помощью кристаллического детектора. Основная частота  $f_1$  поступает в настраиваемую секцию волновода. Гармоника с частотой  $nf_1$  выделяется кристаллом в верхнем волноводе, который по размерам соответствует этой гармонике и меньше критических размеров для основной частоты.

На рис. 4 приведена принципиальная схема умножения частоты с помощью комбинационных частот, возникающих в цепи кри-

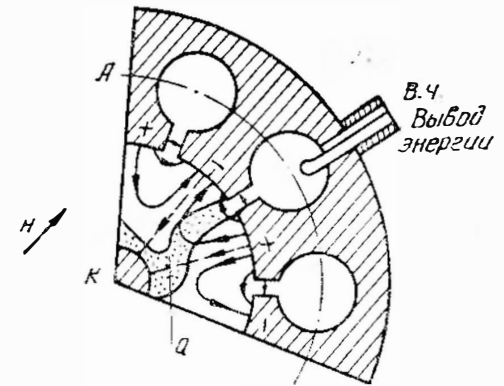


Рис. 2. Распределение поля и пространственного заряда в многорезонаторном магнетроне.

сталлического детектора при воздействии на него двух генераторов:  $K$  с частотой  $f_1$  и  $M$  с частотой  $f_2$ .

## § 2. Индикаторы миллиметровых волн

Индикаторы миллиметровых волн служат для выявления электромагнитных колебаний и оценки их интенсивности. Исходя из принципа действия, существующие индикаторы миллиметровых волн можно разделить на следующие основные группы: термоэлементы (термопары), термосопротивления (болометры, термисторы), нелинейные элементы (кристаллические детекторы и др.).

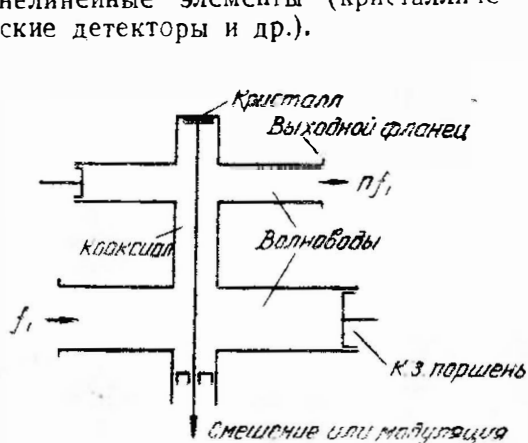


Рис. 3. Принципиальная схема умножения частоты с помощью кристаллического детектора.

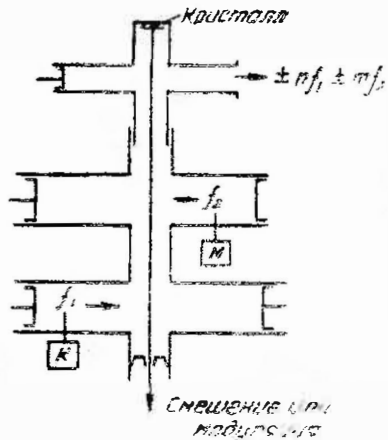


Рис. 4. Принципиальная схема преобразования частоты.

Принцип действия термоэлемента (термопары) в качестве индикатора колебаний основан на эффекте теплового действия электромагнитных колебаний, за счет чего в месте спая проводников из различных материалов появляется термоэлектродвижущая сила, которая контролируется стрелочным прибором постоянного тока.

Термоэлементы были одними из первых индикаторов электромагнитных колебаний, ими широко пользовались физики в конце прошлого века. П. Н. Лебедев в своих опытах применял термоэлементы для регистрации затухающих колебаний миллиметрового диапазона волн.

Термоэлементы могут быть использованы для индикации электромагнитной энергии, излучаемой в пространстве, и электромагнитных колебаний в передающих линиях и контурах. На рис. 5 приведена схема включения бесконтактного термоэлемента в полуволновый вибратор. Если положение такого вибратора относительно антенны передающего устройства не изменяется, то величина тока в термоэлементе может служить для контроля выходной мощности передатчика.

Принцип действия индикатора колебаний с использованием термосопротивления основан на изменении сопротивления этого элемента при воздействии высокочастотной энергии. В качестве термосопротивления наиболее часто применяются болометры и термисторы, которые имеют большой температурный коэффициент сопротивления и поэтому обладают достаточно высокой чувствительностью к изменению интенсивности колебаний.

В настоящее время в качестве индикаторов миллиметровых волн широко применяются кристаллические детекторы, благодаря нелинейным свойствам которых возможно детектирование или преобразование сигнала в более низкие частоты, доступные контролю простыми средствами.

В диапазоне миллиметровых волн используются как германиевые, так и кремниевые детекторы. Чувствительность их обычно не превышает 0,7 мкА/мкВт и зависит от ряда факторов: качества кристалла, остроты контактной пружинки, ее нажима.

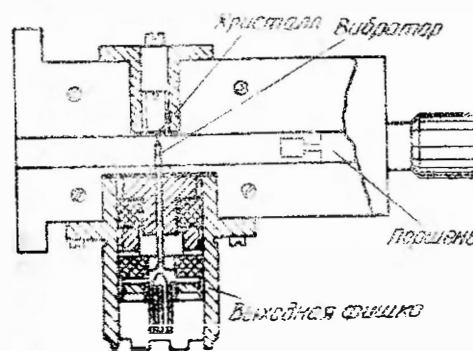


Рис. 6. Конструкция детекторной головки миллиметрового диапазона.

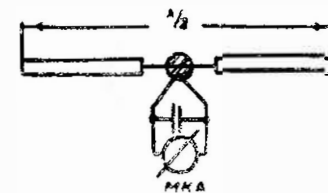


Рис. 5. Схема включения бесконтактного термоэлемента в полуволновый вибратор.

На рис. 6 приведена конструкция детекторной камеры четырехмиллиметрового диапазона с одним элементом настройки — бесконтактным короткозамыкающим поршнем, обеспечивающим согласование до к. с. в. н.  $< 2$ .

Такого согласования с одним органом настройки удается достигнуть благодаря применению вибратора сравнительно большого диаметра.

## § 3. Волноводный тракт: влияние степени согласования элементов тракта на точность измерения

В радиотехнике миллиметрового диапазона, как и в технике сантиметровых волн, широко используется передача электромагнитных волн по волноводам. Это имеет место как в общей аппаратуре миллиметрового диапазона, так и, особенно, в измерительной аппаратуре. Волноводный тракт, начинающийся от генератора миллиметровых волн, включает в себя волноводные линии передачи, переходы, соединения, различные регулирующие,

согласующие и измерительные устройства. В настоящее время установлены определенные размеры волноводов для различных участков диапазона миллиметровых волн.

При различных измерениях на миллиметровых волнах правильные результаты можно получить при соответствующем согласовании элементов волноводного тракта. Так, например, при измерении мощности результат измерения может существенно зависеть от согласования с волноводным трактом как входа измерителя мощности, так и выхода генератора. Точно так же при измерении ослабления методом замещения результат существенно зависит от согласования входов и выходов образцового и градуируемого ослабителей, входа индикатора и выхода генератора. Поэтому обычно принято считать правильным результат измерения, полученный для тракта с идеально согласованными элементами.

Погрешности вследствие рассогласования особенно резко проявляются при измерениях мощности и ослабления. Чтобы выяснить в какой степени влияет согласование элементов волноводного тракта на точность измерения мощности и затухания, напомним некоторые известные зависимости.

Если однородная волноводная линия нагружена на прибор, имеющий активное входное сопротивление  $Z$ , равное ее волновому сопротивлению  $W$ , то в этом приборе поглощается вся мощность падающей электромагнитной волны, в линии имеет место режим бегущей волны, а о таком приборе говорят, что его вход согласован с данной волноводной линией (или для краткости просто — согласован).

Если линия нагружена на несогласованное сопротивление, то в ней, кроме падающей, имеется и отраженная волна (при многократных отражениях —  $n$  отраженных волн).

Напомним также, что, кроме понятия согласования в определенном ранее смысле, существует понятие комплексно сопряженного согласования двух элементов тракта. При этом каждый из элементов оказывается нагруженным на сопротивление, активная составляющая которого равна активной составляющей его выходного сопротивления, а их реактивные составляющие равны по величине, но обратны по знаку.

При комплексно сопряженном согласовании генератора с нагрузкой от генератора к нагрузке передается наибольшая мощность.

Если один прибор согласован, а другой комплексно согласуется с ним, то и второй прибор оказывается согласованным. Этим частным случаем комплексно сопряженного согласования иногда пользуются как одним из методов согласования приборов.

Входные и выходные сопротивления приборов являются функциями частоты. Поэтому прибор, согласованный на одной частоте, может оказаться рассогласованным на другой. Полоса частот, в которой прибор оказывается согласованным с заданной точностью, является одной из его основных характеристик.

Отношение амплитуд напряженности отраженной волны к напряженности падающей волны называется коэффициентом отражения  $\rho$ .

$$\rho = \frac{E_{\text{отр}}}{E_{\text{пад}}} = \frac{\tilde{Z} - 1}{\tilde{Z} + 1}, \quad (1.1)$$

где  $\tilde{Z} = \frac{Z}{W}$  — нормированное сопротивление нагрузки.

В общем случае коэффициент отражения является комплексной величиной и может быть записан в форме

$$\rho = |\rho| e^{i\varphi}.$$

Модуль коэффициента отражения какой-либо нагрузки на практике вычисляется по результату измерения коэффициента стоячей (или бегущей) волны напряжения к. с. в. н. (или к. б. в. н.) в линии без потерь, к которой подключена эта нагрузка (к. с. в. н. =  $\frac{1}{\text{к. б. в. н.}}$ ). Обозначив к. с. в. н. через  $r$ , напомним, что

$$r = \frac{|E_{\text{max}}|}{|E_{\text{min}}|},$$

где  $E_{\text{max}}$  и  $E_{\text{min}}$  — максимальная и минимальная амплитуды электрической напряженности, соответствующие различным точкам линии вдоль ее длины.

$$r = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}, \text{ или наоборот } |\rho| = \frac{r - 1}{r + 1}.$$

Как известно, в линии без потерь ( $\gamma = i\beta$ , где  $\gamma$  — постоянная распространения, а  $\beta$  — фазовая постоянная) амплитуда напряженности электрического поля в точке однородной волноводной линии длиной  $l$ , отстоящей от нагрузки на расстоянии  $d$ , в общем случае равна

$$|E_d| = \frac{A_0}{1 - \rho_r \rho_n e^{-2\alpha l}} \sqrt{(1 + |\rho_n|)^2 \cos^2\left(\beta d - \frac{\varphi}{2}\right) + (1 - |\rho_n|)^2 \sin^2\left(\beta d - \frac{\varphi}{2}\right)} \quad (1.2)$$

где  $\rho_r = |\rho_r| e^{i\varphi_r}$  — коэффициент отражения выхода генератора;  
 $\rho_n = |\rho_n| e^{i\varphi_n}$  — коэффициент отражения входа нагрузки;  
 $A_0$  — постоянная, зависящая от мощности генератора и нормированного сопротивления его выхода.

Как видно из приведенной зависимости, характер распределения амплитуды волны вдоль волноводной линии зависит только от коэффициента отражения нагрузки  $\rho_n$  и фазовой постоянной  $\beta$ .

Однако амплитуда волны в любой точке линии оказывается пропорциональной величине

$$\frac{1}{1 - \rho_r \rho_n e^{-i2\beta l}}$$

Когда хотя бы один из элементов тракта (генератор или нагрузка) согласован, этот множитель равен единице. Предельными значениями этого множителя являются  $\frac{1}{1 \pm |\rho_n| |\rho_r|}$ .

Так как мощность, переносимая электромагнитной волной, пропорциональна квадрату ее амплитуды, то в зависимости от сочетания фаз коэффициентов отражения генератора и нагрузки и длины линии, выраженной в длинах волн в волноводе, мощность, падающая на нагрузку, будет изменяться в пределах  $\left(\frac{1}{1 \pm |\rho_n| |\rho_r|}\right)^2$  или для малых  $|\rho_n|$  и  $|\rho_r|$  в пределах  $1 \pm 2|\rho_n| |\rho_r|$ .

Кроме того, эта падающая мощность частично отразится от нагрузки, благодаря чему (в соответствии с определением коэффициента отражения) величина поглощенной мощности окажется равной

$$P_{\text{погл}} = P_{\text{пад}} (1 - \rho_n^2).$$

Действительно,

$$P_{\text{погл}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} \left(1 - \frac{P_{\text{отр}}}{P_{\text{пад}}}\right) = P_{\text{пад}} (1 - \rho_n^2).$$

Таким образом, в случае малых  $|\rho_n|$  и  $|\rho_r|$  поглощенная в нагрузке мощность (например, в измерителе мощности) с учетом отражений может быть выражена в виде

$$P = P_{\text{согл}} (1 - \rho_n^2) (1 \pm 2|\rho_n| |\rho_r|) = P_{\text{согл}} (1 - |\rho_n|^2 \pm 2|\rho_n| |\rho_r|), \quad (1.3)$$

где  $P_{\text{согл}}$  — мощность, которая поглотилась бы при согласованной нагрузке и прочих равных условиях.

Отсюда следует, что относительная погрешность измерения мощности вследствие рассогласования при малых  $|\rho_n|$  и  $|\rho_r|$  равна

$$\frac{\Delta P}{P} = \rho_n^2 \pm 2|\rho_n| |\rho_r|.$$

Для примера укажем, что при к.с.в.н. генератора и нагрузки равных 1,5 эта погрешность может составить от  $-4$  до  $-12\%$ .

Аналогичные погрешности возникают и при измерении затухания аттенюаторов (ослабителей), что следует из определения затухания (ослабления), как отношения мощностей на входе и выходе аттенюатора при согласованных аттенюаторе, нагрузке и выходе тракта (со стороны генератора). Естественно, отражения

мощности будут изменять это отношение, что вызовет погрешности, аналогичные разобранным выше. Подробный анализ этих погрешностей описан в литературе [24] и выходит за рамки этой книги.

Приведенные величины погрешностей измерения мощности справедливы не во всех случаях. Так, показания некоторых измерителей проходящей мощности (например, некоторых типов ponderомоторных измерителей) пропорциональны напряженности поля в точке волновода, в которой помещен их чувствительный элемент.

Можно показать, что в этом случае погрешность измерения вследствие рассогласования может быть выражена так:

$$\Delta\% \approx \pm (\kappa_n - 1) \cdot 100\% \quad (\text{при малых к.с.в.н.}),$$

т. е. уже при к.с.в.н. = 1,1 погрешность может составить около  $\pm 10\%$ .

Погрешности, возникающие вследствие рассогласования, при особо ответственных точных измерениях могут быть учтены, для чего необходимо знать все коэффициенты отражений (по модулю и фазе), длину волноводной линии, длину волны в волноводе и т. д.

Другим методом значительного снижения погрешностей является предварительное согласование элементов тракта специальными согласующими устройствами (см. § 5).

Ввиду сложности измерения фаз коэффициентов отражения практически почти всегда является более предпочтительным второй путь снижения погрешностей измерения.

В заключение следует сказать, что не только при измерении мощности и затухания, а практически при всех радиотехнических измерениях существенную роль играют вопросы согласования элементов тракта.

#### § 4. Методы и приборы для измерения полных сопротивлений и коэффициента стоячей волны напряжения

Часто бывает удобно выражать параметры входа какого-либо прибора, являющегося нагрузкой для волноводной линии, через нормированное полное сопротивление его входа.

Нормированное полное сопротивление  $Z$  связано с коэффициентом отражения  $\rho$  зависимостью (1.1)

В случае волноводной линии напряжению или току в ней нельзя дать однозначного определения, позволяющего непосредственно измерить эти величины. Поэтому зависимость (1.1) являет

ся определением для  $Z$ . Само понятие полного сопротивления не является основной независимой характеристикой прибора, на который нагружена линия, а лишь в ряде случаев облегчает изучение системы, так как позволяет использовать для случая волноводных линий хорошо известные более простые методы

расчета цепей с длинными линиями, нагруженными на сосредоточенные полные сопротивления.

Измерение полных сопротивлений производится с помощью волноводных мостовых схем или измерительных линий. Погрешность измерения полных сопротивлений мостовыми схемами в миллиметровом диапазоне волн значительно возрастает, кроме того, практически измерение  $Z$  производится крайне редко по сравнению с измерением к. с. в. н. Поэтому мостовые схемы рассматриваться не будут.

Измерение к. с. в. н. и положения первого от нагрузки минимума с помощью измерительной линии позволяют вычислить коэффициент отражения и полное сопротивление нагрузки.

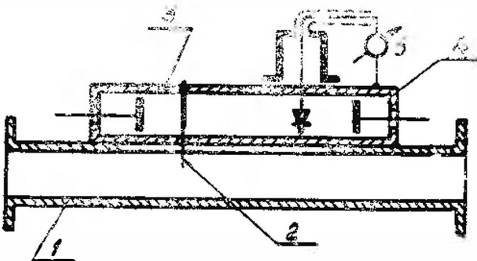


Рис. 7. Схема измерительной волноводной линии.

В которую погружается зонд 2, возбуждающий резонансную камеру 3. В резонансной камере, настраиваемой поршнями 4, помещен детектор, соединенный с гальванометром 5.

Если измерительная линия включена последовательно в тракт, в котором надо измерять к.с.в.н., то при движении каретки измерительной линии вдоль щели амплитуда колебаний в резонаторе, а следовательно, и ток через гальванометр, будут характеризовать распределение напряженности электромагнитного поля вдоль исследуемого тракта.

Учитывая, что характеристика кристаллического детектора обычно практически квадратична, при равномерном погружении зонда и его движении точно вдоль осевой линии основного волновода показания гальванометра будут пропорциональны квадрату электрической напряженности поля. Следовательно, к.с.в.н. в исследуемой линии может быть найден как

$$r = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \sqrt{\frac{n_{\max}}{n_{\min}}}, \quad (1.4)$$

где  $n_{\max}$  и  $n_{\min}$  — наибольшее и наименьшее показания гальванометра при движении каретки вдоль линии.

Однако, так как характеристика детектора может несколько отличаться от квадратичной, то перед точными измерениями к. с. в. н. производят градуировку детектора, которая, сводится к снятию рас-

пределения электромагнитного поля вдоль измерительной линии, закороченной на конце. Сравнение полученной зависимости с действительной синусоидальной зависимостью позволяет построить более точную характеристику детектора, по которой в дальнейшем и определяется к.с.в.н.

Кроме погрешностей, могущих возникнуть при измерении к.с.в.н. из-за неравномерности погружения и центровки зонда и отклонений действительной характеристики детектора от принятой при расчетах, существенными могут оказаться: погрешность вследствие шунтирующего действия зонда, погрешность, обусловленная собственными отражениями в линии и отражениями от соединительных фланцев, погрешность, вызванная отклонениями от стандартных размеров основного волновода (следовательно, отклонениями и его волнового сопротивления), а также погрешности, связанные с возникновением щелевой волны и затуханием волны вдоль основного волновода.

Для уменьшения погрешности вследствие шунтирующего действия зонда он должен быть слабо связан с полем в основном волноводе, что достигается предельным уменьшением глубины погружения зонда в щель волновода. Однако при чрезмерно малой глубине погружения зонда может возрасти погрешность из-за наличия щелевой волны. Поэтому обычно существует оптимальная глубина погружения зонда, которая определяется при исследовании линии и указывается в документации к ней.

Уменьшение остальных перечисленных погрешностей зависит от тщательности изготовления линии и ее конструкции.

Сравнительно малые размеры волноводов миллиметрового диапазона требуют крайне высокой точности изготовления измерительной линии. Иногда допуски на отдельные размеры составляют микроны и даже доли микрона. Лучшие современные измерительные линии миллиметрового диапазона с подвижным зондом имеют погрешность  $\pm (7-10)\%$ .

Конструктивно более простыми приборами для измерения к.с.в.н. являются сжимная линия и фазовращатель с зондовой головкой. Оба эти прибора основаны на явлении изменения скорости распространения волны в линии, включенной между неподвижной зондовой головкой и исследуемой нагрузкой. Изменение скорости приводит к изменению электрической длины этого участка линии, что равнозначно перемещению зонда, если отражения на выходе линии со стороны генератора отсутствуют.

В сжимной линии изменение скорости распространения волны достигается регулировкой ширины волновода, т. е. путем изменения соотношения между длиной волны и критической длиной волны для волновода.

Схематически сжимная линия показана на рис. 8. Вдоль обеих широких стенок волновода 1 прорезана щель 2, допускающая сжатие волновода механизмом 3. В простейшем случае сжимающий

механизм представляет собой шарнирное устройство, через которое эксцентрично проходит ось с рукояткой.

При использовании для измерения к.с.в.н. фазовращателя с неподвижной зондовой головкой изменение скорости распространения волны осуществляется путем введения в волновод диэлектрической пластины с  $\epsilon > 1$ .

Сжимающий механизм или механизм перемещения диэлектрической пластины может иметь шкалу, градуированную по короткозамыкающему поршню в эквивалентных линейных перемещениях зонда, что необходимо лишь при измерении фазы коэффициента отражения или полного сопротивления.

Преимуществами сжимной линии и фазовращателя с зондовой головкой как приборов для измерения к.с.в.н. являются: значительное упрощение конструкции, обусловленное отсутствием необходимости в крайне точном движении зондовой головки, и отсутствие в виду этого ряда существенных погрешностей.

Однако этим приборам присущи свои дополнительные погрешности, в основном связанные с относительно большими (особенно для сжимной линии) собственными отражениями внутри линии.

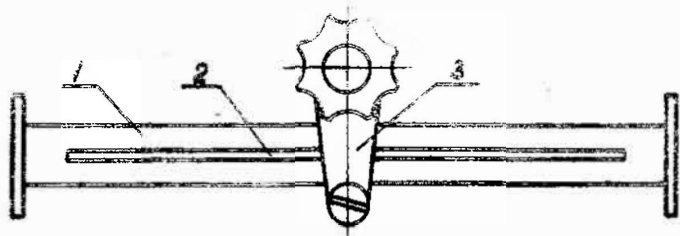


Рис. 8. Схема измерительной сжимной линии.

Кроме того, большим их недостатком является резкое возрастание погрешностей при рассогласовании тракта со стороны генератора, так как при изменении скорости распространения волны в этих линиях изменяется электрическая длина линии, соединяющей генератор с исследуемой нагрузкой, что в свою очередь приводит к непрерывному изменению амплитуды волны (в соответствии с выражением 1.2).

Фазовращатели с зондовой головкой не имеют щели или других существенных неоднородностей вдоль стенок волновода. При выборе соответствующей формы подвижных диэлектрических пластины отражения от них малы. Поэтому измерения к.с.в.н. нагрузок в миллиметровом диапазоне волн с помощью этого прибора могут производиться с весьма высокой точностью (при согласованном со стороны генератора тракте порядка  $\pm 5\%$ ).

Сжимные линии обычно являются наименее точными из описанных приборов.

## § 5. Согласующие устройства

Согласование какой-либо нагрузки или генератора может быть достигнуто двумя путями.

Первый путь (пассивный) заключается во включении в тракт развязывающих элементов, вносящих достаточно большое ослабление (затухание) и имеющих собственный к.с.в.н., близкий к единице.

Таковыми элементами служат ослабители (см. ниже), а на волнах короче  $5 \div 7$  мм в качестве ослабителей иногда применяются длинные отрезки волноводов.

Уменьшение к.с.в.н. связано с тем, что отраженная волна дважды ослабляется развязывающим элементом и на его входе оказывается значительно меньшей, чем падающая.

Подобный способ согласования может применяться лишь для согласования элементов, в которых допускается значительное ослабление мощности.

Второй путь (активный) заключается в компенсации имеющих отраженных волн путем искусственного создания таких дополнительных отраженных волн, которые бы, сложившись с имеющимися, в сумме скомпенсировали друг друга.

Устройства для создания компенсирующих неоднородностей называются согласующими трансформаторами, или трансформаторами импедансов. На миллиметровых волнах чаще всего применяются согласующие трансформаторы штыревого типа (рис. 9) с несколькими (от двух до четырех) штырями.

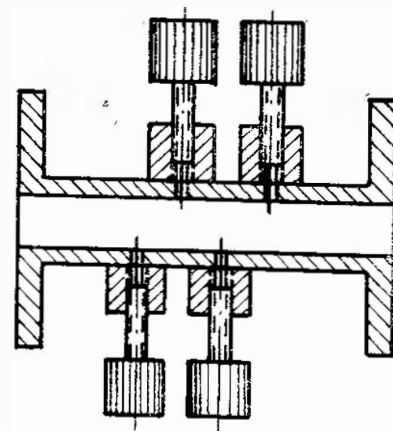


Рис. 9. Схема согласующего трансформатора.

Если два штыря отстоят друг от друга на  $\frac{\lambda_v}{8}$  или  $\frac{3\lambda_v}{8}$ , где  $\lambda_v$  — длина волны в волноводе, то при какой-либо комбинации глубин их погружения можно получить нужную для компенсации фазу и амплитуду суммарной отраженной волны.

Из-за малых величин  $\lambda_v$ , как правило, приходится размещать штыри на расстоянии  $\frac{3\lambda_v}{8}$  и в шахматном порядке: первый и третий сверху, второй и четвертый внизу. В широкополосных системах  $\lambda_v$  меняется по диапазону на  $50 \div 60\%$ . Поэтому при работе на крайних частотах расстояния между штырями далеки от оптимальных, что усложняет работу ввиду невозможности рекомендовать определенный порядок манипуляций со штырями.



Согласующие трансформаторы работают во всем диапазоне волновода и характеризуются диапазоном согласования и величиной потерь мощности в них.

Четырехштыревые трансформаторы обеспечивают согласование от к.с.в.н. равного  $3 \div 4$  до к.с.в.н.  $\leq 1,05$ . Величина потерь в них не превышает  $1 \div 2\%$ .

### § 6. Оконечные согласованные нагрузки

Оконечные согласованные нагрузки, называемые также эквивалентами антенн, находят широкое применение в измерительной технике. Они используются во всех случаях, когда волноводный тракт должен заканчиваться неотражающей нагрузкой, например, при измерении к.с.в.н. ослабителей и направленных ответвителей.

Оконечные согласованные нагрузки применяются и как отдельные приборы и как составные части приборов (например, направленных ответвителей). Их свойства характеризуются следующими основными параметрами:

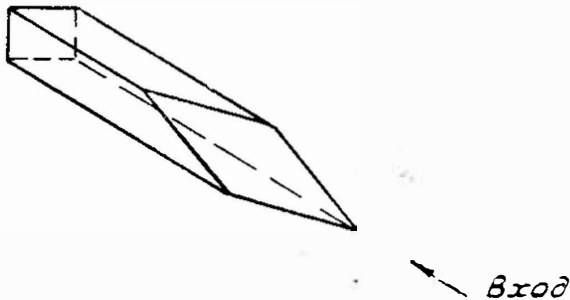


Рис. 10. Поглощающий элемент согласующей нагрузки.

1. Рабочим диапазоном частот. Современные нагрузки работают во всем рабочем диапазоне частот примененного волновода.

2. Величиной к.с.в.н. в рабочем диапазоне частот. К.с.в.н. хороших нагрузок лежит в пределах  $1,03 \div 1,07$ .

3. Величиной рассеиваемой мощности. Нагрузки, применяемые в измерительной технике, как правило, рассчитываются на работу при малом уровне мощности (до 1 ватта).

Конструктивно оконечные согласованные нагрузки выполняются в виде отрезка волновода, внутри которого помещен поглощающий элемент.

Поглощающий элемент представляет собой либо диэлектрическую пластинку, покрытую поглощающим слоем (как у поглощающих ослабителей), либо, чаще, клин из поглощающей массы (рис. 10).

В состав одного из широко применяемых материалов для изготовления поглощающих нагрузок входит  $10 \div 20\%$  карбонильного железа и  $90\text{—}80\%$  полнстирола.

## Г Л А В А II

### ИЗМЕРЕНИЕ ДЛИНЫ ВОЛНЫ И ЧАСТОТЫ

Измерение длины волны и частоты является одной из основных задач радиоизмерительной техники. Развитие радиотехники сантиметровых волн, освоение нового, более коротковолнового миллиметрового диапазона потребовало разработки специальных приборов для измерения длины волны в этом диапазоне.

Как известно, длина волны и частота колебаний связаны соотношением

$$f = \frac{v}{\lambda_c},$$

где  $f$  — частота;

$\lambda_c$  — длина волны в среде;

$v$  — фазовая скорость распространения электромагнитных колебаний в среде.

Для свободного пространства  $v = c$ , где  $c$  — скорость распространения света в свободном пространстве.

Длина волны в волноводе зависит от его поперечных размеров и  $v \neq c$ .

Таким образом, скорость распространения колебаний и длина волны не являются постоянными величинами в различных средах и линиях передачи при постоянной частоте. Частота колебаний не зависит от условий распространения и является постоянным параметром, характеризующим электромагнитное колебание.

Понятием «длина волны» удобно пользоваться потому, что размеры колебательных систем сверхвысокочастотного диапазона соизмеряемы с длиной волны. Это позволяет во многих случаях сводить измерение длины волны к измерению линейных размеров. В тех же случаях, когда точность измерения линейных размеров не обеспечивает требуемую точность измерения частоты, пользуются измерениями частоты путем сравнения с гармониками стабильных источников колебаний. В диапазоне миллиметровых радиоволн используются резонансный, гетеродинный, интерференционный методы измерения длины волны и частоты, а также метод дифракционного спектрометра.

## § 1. Резонансные волномеры

Приборы для измерения длины волны и частоты электромагнитных колебаний, основанные на резонансных явлениях колебательных систем, называются резонансными волномерами.

Основными элементами резонансного волномера являются: колебательная система, элемент связи, индикатор и элемент настройки.

В волномерах миллиметрового диапазона применяются колебательные контуры следующих типов: контуры в виде отрезков волновода; контуры в виде объемных резонаторов.

На рис. 11 показан волномер с отрезком волноводной линии круглого сечения. В этом волномере обычно используются волны типа  $H_{11}$ .

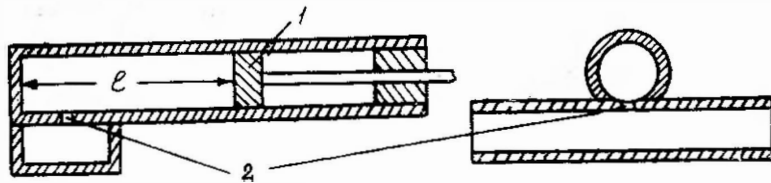


Рис. 11. Схема волномера с отрезком волновода круглого сечения.

С помощью поршня 1 можно изменить длину линии  $l$ . Положение поршня фиксируется микрометрическим винтом. Связь волномера с источником колебаний осуществляется при помощи отверстия 2.

Передвигая поршень 1, добиваются максимального отклонения стрелки микроамперметра. При этом длина линии  $l$  кратна целому числу полуволн, то есть

$$\lambda_{\text{в}} = \frac{2l}{n},$$

где  $\lambda_{\text{в}}$  — длина волны в волноводе;  
 $n$  — целое положительное число.

Длина волны в волноводе определяется формулой

$$\lambda_{\text{в}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}},$$

где  $\lambda_0$  — длина волны в свободном пространстве,  
 $\lambda_{\text{кр}}$  — критическая длина волны.

Для волновода круглого сечения при волне типа  $H_{11}$

$$\lambda_{\text{кр}} = 3,41 R,$$

где  $R$  — радиус волновода.

Продолжая перемещение поршня в сторону укорочения и удлинения линии, получают повторные показания настройки контура в резонансе. Очевидно, что расстояние между двумя положениями поршня, при которых отмечается резонанс, равно половине длины волны.

Точность волномера с таким контуром может быть существенно повышена, если поршень можно перемещать в пределах нескольких полуволн.

Волномеры с отрезком волноводной линии нашли применение при измерении длины волны в диапазоне 5—30 мм.

Погрешность измерений составляет 0,05 — 0,1%.

На рис. 12 дана принципиальная схема резонансного волномера с объемным резонатором. Волномер состоит из прямоугольного объемного резонатора, передняя стенка которого имеет щель для

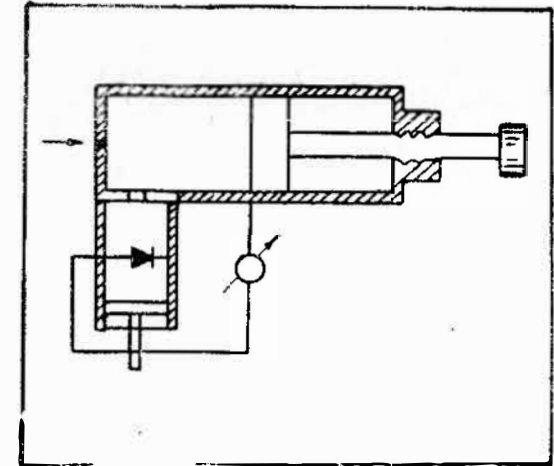


Рис. 12. Схема волномера с прямоугольным резонатором.

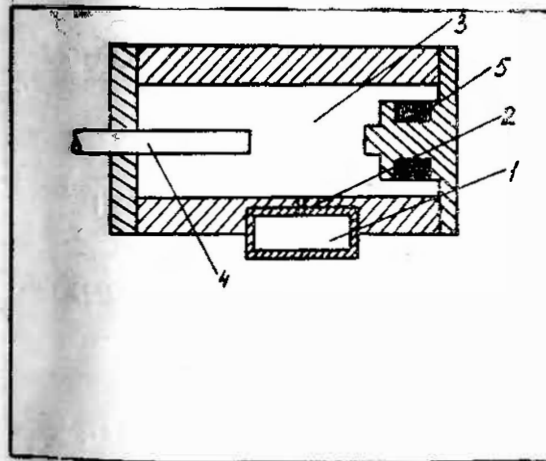


Рис. 13. Схема волномера с цилиндрическим резонатором.

связи с источником колебаний. Задней стенкой служит поршень, при помощи которого изменяют размеры резонатора при настройке. На боковой поверхности резонатора помещается петля связи с индикатором.

Другая схема резонансного волномера с объемным резонатором показана на рис. 13.

С волноводом 1 через отверстие 2 связан цилиндрический резонатор 3. Настройка резонатора производится с помощью плунже-

ра 4. Для подавления паразитных колебаний применяется поглощающий материал 5.

Погрешность волномера складывается из погрешности, связанной с неточностью выполнения резонатора, температурной погрешности, погрешности настройки в резонанс, а также погрешности отсчетной и микрометрической системы.

Приведем некоторые соотношения между геометрическими размерами резонатора и длиной волны для различных типов волн. Решение основных уравнений электромагнитного поля в резонаторах приводит к выводу, что собственные колебания в объемных резонаторах, имеющих форму параллелепипеда, определяются равенством:

$$\left(\frac{2}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{l}\right)^2, \quad (2.1)$$

где  $a, b, l$  — ширина, высота и длина параллелепипеда,  $m, n, p$  — целые числа, определяющие число полуволн, укладываемых на протяжении соответствующих размеров.

Для волны  $H_{101}$ , например, в кубическом резонаторе, для которого  $a = b = l$ ,

$$\lambda = \sqrt{2}a.$$

При  $\lambda = 1$  см,  $a = 0,71$  см.

В случае цилиндрического резонатора резонансные длины волн выражаются:

$$\lambda = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{2X_{mn}}{\pi D}\right)^2 + \left(\frac{l}{L}\right)^2}}, \quad (2.2)$$

где  $m, n, l$  — число периодов по углу  $\varphi$ , число полупериодов, укладываемых по радиусу и по длине соответственно;

$X_{mn}$  —  $n$ -ый корень  $J'_m(x) = 0$  (для волн  $H$ );

$X_{mn}$  —  $n$ -ый корень  $J'_m(x) = 0$  (для волн  $E$ );

$J_m(x)$  — функция Бесселя первого рода;

$J'_m(x)$  — производная функции Бесселя первого рода;

$L$  — длина резонатора;

$D$  — диаметр резонатора.

Тогда для волны  $E_{010}$ , например,  $X_{01} = 2,405$  получим:

$$\lambda = 2,61 \frac{D}{2}. \quad \text{При } \lambda = 1 \text{ см}$$

$$D = 0,78 \text{ см.}$$

Из этих примеров видно, что резонаторы для миллиметровых волн отличаются малыми размерами. Малые размеры элементов волноводного тракта миллиметрового диапазона и необходимость выполнения их с жесткими допусками представляют определенную трудность при изготовлении этих деталей.

Перемещение элементов настройки должно быть очень плавным. Механизм перемещения и шкала должны обеспечивать более

высокую точность отсчета перемещений по сравнению с волномерами сантиметрового диапазона.

При конструировании резонансных волномеров с объемными резонаторами следует также учитывать многочастотность, выражающуюся в том, что при одном и том же положении настройки могут выполняться условия резонанса для различных типов волн. Этот факт удобнее учесть, пользуясь так называемыми диаграммами для настройки резонатора. Для круглого цилиндрического резона-

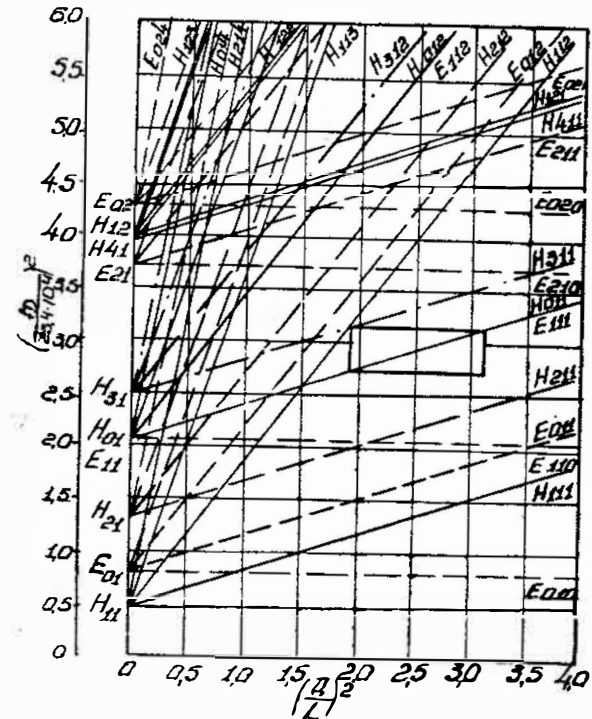


Рис. 14. График для различных типов колебаний в объемном резонаторе.

тора может быть построена диаграмма, которая связывает значение резонансной частоты для каждого типа волн с его размерами (рис. 14).

Из рассмотрения рис. 14 ясно, что каждое значение  $fD$  соответствует нескольким типам колебаний, если не ограничивать работу только на волнах типа  $H_{11n}$ , со значением  $\left(\frac{fD}{25,4 \cdot 10^4}\right)^2$ , меньшим, чем 0,82.

Если бы многочастотность была единственным критерием для расчета, то все волномеры должны были бы конструироваться для работы на волнах типа  $H_{11n}$ . Действительно, такие волномеры используют для частот меньших 25 000 Мгц. Однако наибольшая добротность  $Q$  достигается для волн не типа  $H_{11n}$ , а типа  $H_{01n}$ .

Известно, что точность волномера определяется прежде всего величиной  $Q$  резонатора.

Резонаторы на тип волны  $H_{01n}$  имеют очень высокое  $Q$ . Более того, при волнах этого типа нет аксиальных токов и поэтому нет необходимости делать дроссельные поршни. Это свойство можно использовать для подавления волн нежелательных типов, если сделать поршень бесконтактным, а позади него поместить кольцо из порошкового железа с тем чтобы поглотить излучение, проникающее за поршень.

Добротность посеребренного волномера с волной типа  $H_{011}$  на частоте 25 000 Мгц при отношении  $\frac{D}{L} = 2$  равна 17 000,

или в два раза больше, чем при работе на волне  $H_{111}$ . Для волн типа  $H_{01n}$  характерно совпадение их резонансных частот вследствие вырождения с резонансными частотами волн типа  $E_{11n}$ , возбуждающими аксиальные токи и, следовательно, сильно затухающими. Правильно сконструированная связь с помощью диафрагм не возбуждает волн типа  $E_{11n}$ , но они могут возникнуть вследствие перекрестной связи, если полость не вполне симметрична, например, если плоскость поршня не точно перпендикулярна оси цилиндра или зазор между поршнем и цилиндром неоднороден.

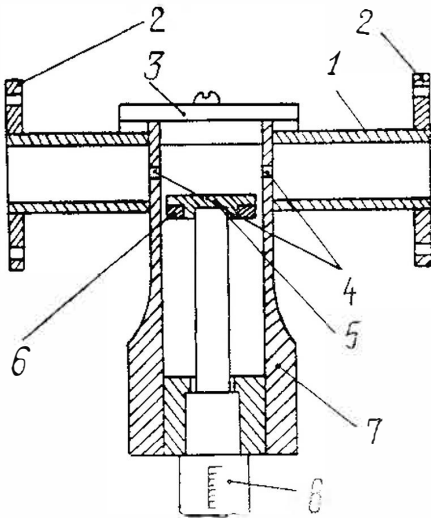


Рис. 15. Конструкция волномера с цилиндрическим резонатором на волну  $H_{01n}$ . 1. Волновод. 2. Контактные фланцы. 3. Крышка. 4. Диафрагма связи. 5. Поршень. 6. Кольцо для подавления нежелательных типов волн. 7. Цилиндр. 8. Микрометрическая головка.

Перекрестная связь уменьшает значение  $Q$  для волн типа  $H_{01n}$ . На рис. 15 приведена схема цилиндрического волномера, работающего на волне типа  $H_{01n}$ .

В таблице приведены данные о размерах диаметров цилиндра объемного резонатора и диаметра отверстия связи для перекрытия диапазона от 5 до 11 мм.

Градуировочные кривые можно подсчитать с помощью уравнения (2.2) или получить в результате градуировки по более точным приборам (например, гетеродинным частотомерам).

Рабочий диапазон, Мгц	Диаметр цилиндра мм	Диаметр отверстия связи, мм
29 000—36 000	14,3	2,19
36 000—42 000	11,9	2,10
42 000—53 000	9,42	1,70

## § 2. Гетеродинные частотомеры

Наиболее высокая точность измерения частоты достигается при помощи гетеродинных измерителей. В гетеродинных измерителях частоты используются различные методы сравнения измеряемой частоты с частотой высокостабильного источника, погрешностью которой и определяется в основном точность частотомера. При использовании стабилизации частоты с помощью линий поглощения некоторых газов, например, аммиака, можно получить высокостабильный источник миллиметровых волн и измерить частоту с высокой точностью.

Гетеродинные измерители частоты в большинстве случаев громоздкие и сложные приборы как в производстве, так и в управлении при эксплуатации, и применяются в тех случаях, когда другие методы не обеспечивают нужной точности. Существует несколько способов сравнения измеряемой частоты с образцовой: метод нулевых биений, интерполяционный, последовательного уменьшения частоты и др.

Не останавливаясь на этих методах, известных из техники более длинноволновых измерений, рассмотрим приведенную на рис. 16 блок-схему гетеродинного частотомера, предназначенного для измерения частоты порядка 25 000 Мгц с точностью до  $5 \cdot 10^{-3} \%$ .

Генератор сигнала 13 возбуждает колебания в отрезке волновода 7. В поперечную коаксиальную линию 5 введен кристаллический детектор 3. В коаксиальную линию поступают также колебания от вспомогательного генератора 1, работающего на клистроне на частоте около 3000 Мгц. Частота вспомогательного генератора измеряется с помощью гетеродинного частотомера 2, имеющего точность измерения  $1 \cdot 10^{-3} \%$ . Биения сигнала с 8-й или 9-й гармоникой вспомогательного генератора детектируются кристаллом и поступают в усилитель промежуточной частоты 10, имеющий на выходе детектор и микроамперметр. Постоянная слагающая тока высокочастотного детектора указывается прибором 8. Усилитель имеет пять каскадов усиления. Полное его усиление равно 90 дБ; резонансная частота 45 Мгц. Ширина полосы пропускания связана со стабильностью клистронного генератора сигнала. При наилучших условиях, т. е. при очень устойчивом источнике питания и постоян-

ной температуре, изменение частоты генератора за 12-минутный период равно  $1 \cdot 10^{-2}\%$ , т. е. 2,5 Мгц. Соответствующая этому полоса усиления ограничивает точность измерения частоты цифрой  $5 \cdot 10^{-3}\%$ .

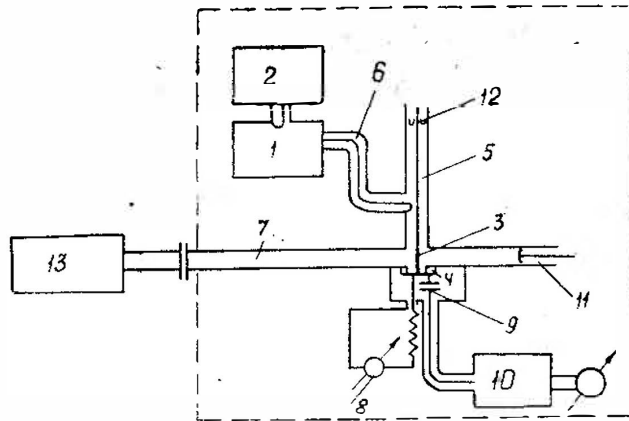


Рис. 16. Блок-схема гетеродинного частотомера для частот порядка 25 000 Мгц.

### § 3. Атомные и молекулярные эталоны частоты

Точность измерения частоты ограничивается стабильностью частоты эталонного генератора. Существующие в настоящее время первичные эталоны частоты представляют собой тщательно изготовленные кварцевые генераторы, работающие обычно в диапазоне от 50 до 100 кгц с термостатированным кварцем и стабилизированными источниками питания. Нестабильность частоты группы кварцевых генераторов, образующих государственный эталон частоты СССР, не превышает  $2-3 \cdot 10^{-9}$ .

Путем умножения частоты от эталонных и образцовых кварцевых генераторов можно получить эталонные и образцовые частоты вплоть до диапазона миллиметровых волн.

В установке для получения образцовых частот типа «Авангард» путем умножения частоты от термостатированного кварцевого генератора выделяются образцовые частоты с погрешностью не выше  $5 \cdot 10^{-8}$  до длины волны 6 мм.

За последние годы разработаны атомные и молекулярные эталоны частоты, дающие возможность получать реперы частоты, основанные на поглощении микрорадиоволн в газах или эталонные частоты высокой стабильности (с погрешностью до  $10^{-10}$ ).

Для этой цели используются квантовые переходы в молекулах аммиака (частота наиболее интенсивной резонансной линии 23 870,1 Мгц, что соответствует длине волны около 12,5 мм) или атомах цезия (резонансная частота 9192,6 Мгц).

Воспроизведение единицы частоты с помощью поглощения миллиметровых волн в аммиаке. Резонансное поглощение электромагнитных волн длиной волны 12,5 мм в аммиаке было первым использовано для стабилизации частоты. Это объясняется большой интенсивностью и высокой добротностью спектральной линии поглощения аммиака с квантовыми числами  $l = 3$ ,  $K = 3$ , частота которой мало зависит от внешних условий, и определяется атомными постоянными.

Поэтому, если измерить частоту линии поглощения с надлежащей точностью и приписать ей некоторое значение, то эта линия может быть применена в качестве репера частоты. Сравнивая с этой частотой частоту кварцевого генератора (его гармоник), можно определить ее значение. Кроме того, можно осуществить автоматическую систему подстройки частоты кварцевого генератора по линии поглощения.

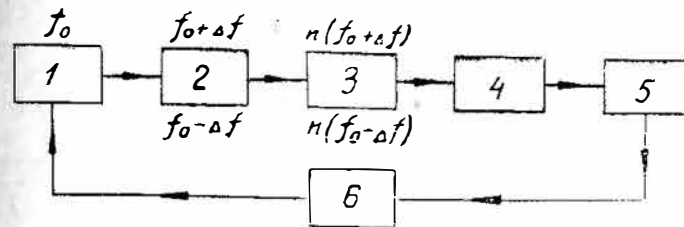


Рис. 17. Блок-схема устройства для стабилизации частоты с помощью линий поглощения аммиака.

На рис. 17 приведена упрощенная блок-схема установки для воспроизведения единицы частоты с помощью линии поглощения 3—3 аммиака. Частота  $f_0$  кварцевого генератора 1 с помощью так называемого расщепителя частоты 2 превращается в две:  $f_0 + \Delta f$  и  $f_0 - \Delta f$ , существующие раздельно во времени. Эти частоты проходят через систему умножения 3, увеличивающую частоту вплоть до частоты поглощения аммиака ( $\approx 23\ 870$  Мгц). В результате умножения к поглощающей ячейке 4, наполненной аммиаком, поочередно будут подводиться сигналы частот  $f_1 = n(f_0 + \Delta f)$  и  $f_2 = n(f_0 - \Delta f)$ . Соответствующей настройкой расщепителя можно добиться того, что частоты  $f_1$  и  $f_2$  будут отличаться друг от друга на величину, примерно равную ширине линии поглощения в области максимальной крутизны.

Если частота кварцевого генератора, умноженная на коэффициент умножения системы, равна частоте, соответствующей вершине линии поглощения  $f = n f_0$ , то частоты  $f_1$  и  $f_2$  будут расположены симметрично по обе стороны вершины кривой и производимые ими сигналы на выходе детектора-усилителя 5 будут обладать равными амплитудами. При этом дискриминатор 6, реагирующий на разность амплитуд, выработает сигнал ошибки, равный нулю.

При смещении частоты кварцевого генератора в ту или иную сторону от частоты вершины кривой поглощения равенство амплитуд выходных сигналов и нарушится и дискриминатор выработает сигнал ошибки, пропорциональный по величине и знаку происшедшему смещению.

Прикладывая выработанный дискриминатором сигнал ошибки к управляющему элементу кварцевого генератора (при автоматической стабилизации), можно все время поддерживать его частоту вблизи значения, равного частоте линии поглощения (деленного на коэффициент умножения  $n$ ).

При сличении частоты кварцевого генератора с линией поглощения следует изменять его частоту до получения нулевого сигнала ошибки.

Имеющиеся данные показывают, что в таких установках с по-

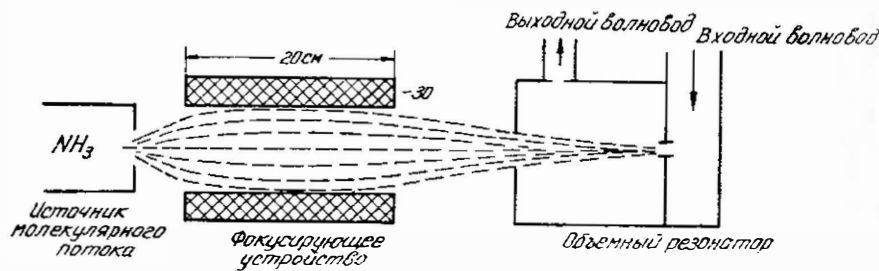


Рис. 18. Принципиальная схема молекулярного генератора.

мощью линии поглощения в аммиаке можно получить эталонную частоту в диапазоне миллиметровых волн со средней квадратичной погрешностью ряда измерений  $1 \cdot 10^{-7}$ .

Молекулярный генератор. Принцип действия молекулярного генератора, разработанного в Физическом институте Академии наук СССР, заключается в следующем.

Пучок молекул аммиака от источника (рис. 18) с помощью электростатического фокусирующего устройства направляется в объемный резонатор, настроенный на резонансную частоту молекулярных переходов аммиака (для линии  $\nu \approx 23 \ 870 \text{ Мгц}$ ). В резонаторе возбуждаются колебания за счет энергии индуцированного излучения молекул. Такое возбуждение колебаний возникает потому, что молекулы будут излучать энергию под влиянием запасенной в объеме резонатора энергии, которая образовалась там в результате излучения молекул в предыдущие моменты времени. Следовательно, компенсация энергии, излучаемой из объемного резонатора в волновод, производится за счет индуцированного излучения активных молекул аммиака. При ширине спектральной линии, значительно меньшей ширины резонансной кривой объемного резонатора, частота, на которой работает молекулярный генератор, близка к частоте спектральной линии аммиака.

Молекулярный генератор с самовозбуждением обладает высокой стабильностью (нестабильность порядка  $10^{-9} - 10^{-10}$ ) и монохроматичностью, что позволяет использовать этот генератор в качестве эталона частоты.

Цезиевый эталон частоты. Цезиевые эталоны частоты основаны на использовании энергии, поглощаемой атомами цезия во время перехода атомов между двумя близко расположенными энергетическими уровнями.

Эти переходы обнаруживаются при помощи метода атомного пучка на установке, принципиальная схема которой приведена на рис. 19. Тонкий пучок атомов цезия, получаемый путем испарения в специальной печи 1, эмитируется в тщательно разреженное пространство, проходит через щель 4 и фокусируется на проволочный детектор 5 с помощью неоднородных магнитных полей, создаваемых магнитами 2. К двум объемным резонаторам 3, через которые проходит пучок, прикладывается поле сверхвысокой частоты, соответствующей резонансной частоте атомных переходов цезия. Когда эти частоты уравниваются, имеют место указанные переходы. Влияние последних выражается в том, что изменяются магнитные моменты атомов цезия и атомы отклоняются от проволочного детектора.

В настоящее время созданы высокостабильные цезиевые атомные эталоны частоты, имеющие нестабильность не более  $2 \cdot 10^{-10}$ .

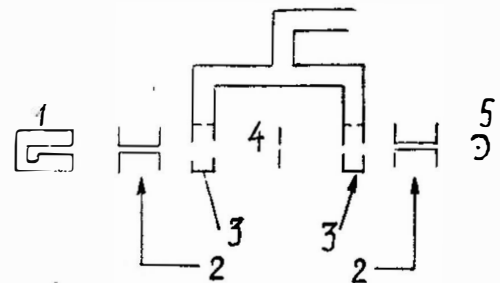


Рис. 19. Принципиальная схема цезиевого эталона частоты.

#### § 4. Интерференционный метод измерения длины волны

Как указывалось, в диапазоне миллиметровых волн размеры волноводов и объемных контуров становятся малыми, затухание их увеличивается настолько, что точное измерение частоты с помощью обычной техники радиоизмерений становится затруднительным. Желательно создание такой измерительной аппаратуры, предельные размеры которой не ограничивались бы длиной волны. При увеличении частоты свойства радиоизлучения все более напоминают свойства света. Поэтому вполне естественно использовать в диапазоне миллиметровых волн оптические методы измерения. Интерференционный метод является одним из таких оптических методов.

Как известно, при сложении двух колебаний  $A \sin(\omega t - \beta x)$

и  $A \sin(\omega t - \beta x + \beta x_0)$ , одинаковых по частоте и амплитуде, результирующее колебание

$$2A \sin(\omega t - \beta x + \beta x_0) \cos \frac{\beta x_0}{2} \quad (2.3)$$

будет иметь амплитуду  $2A \cos \frac{\beta x_0}{2}$ . Максимум амплитуды будет при  $\frac{\beta x_0}{2} = k\pi$ , где  $k$  — произвольное целое число, включая ноль;

ослабление будет наблюдаться при  $\frac{\beta x_0}{2} = (2k + 1) \frac{\pi}{2}$ .

В первом случае разность ходов должна составлять:

$$x_0 + k\lambda,$$

во втором случае:

$$x_0 = (2k + 1) \frac{\lambda}{2}.$$

Таким образом, соседние значения разности ходов, обеспечивающие усиление или ослабление колебаний, составляют расстояние, равное длине волны. Для диапазона миллиметровых волн нет необходимости вести оба луча в свободном пространстве, как в классическом оптическом интерферометре. Луч, длина пути которого постоянна, может быть канализирован при помощи волноводной системы. Такое видоизменение прибора придает ему большую гибкость по сравнению с чисто оптической конструкцией. Соответственно изменяется и приемная часть прибора. Интерферометр в диапазоне миллиметровых радиоволн может быть использован для точного измерения длины волны, а также для измерения диэлектрической проницаемости и угла потерь материалов.

Схема интерферометра миллиметрового диапазона приведена на рис. 20. Это интерферометр Майкельсона, примененный для измерения длины волн в миллиметровом диапазоне. В данном интерферометре, кроме подвижной и неподвижной пластин, заменяющих собою отражающие зеркала в оптическом интерферометре, имеется еще полупрозрачное зеркало. Источник колебаний и приемник располагаются так, что их оси направлены под углом  $90^\circ$  друг к другу. В качестве полупрозрачного зеркала можно использовать любой материал, пропускающий половину падающей на него энергии и отражающий оставшуюся часть. Процедура измерений в этом случае такая же, как и с оптическим интерферометром. Среднеквадратичная погрешность ряда измерений, произведенных с помощью интерферометра Майкельсона на волне  $1,2495$  см, составила  $\pm 0,0025$  см.

Длина волны в этом случае определяется из соотношения

$$\lambda = 2\Delta l,$$

где  $\Delta l$  — разность в длине пути, соответствующая расстоянию между соседними минимумами сигнала.

Необходимо иметь в виду, что при измерениях с помощью интерферометров на миллиметровых волнах определенное ограничение накладывается явлением дифракции (свойство огибать преграды при распространении электромагнитных волн) при практически применяемых апертурах.

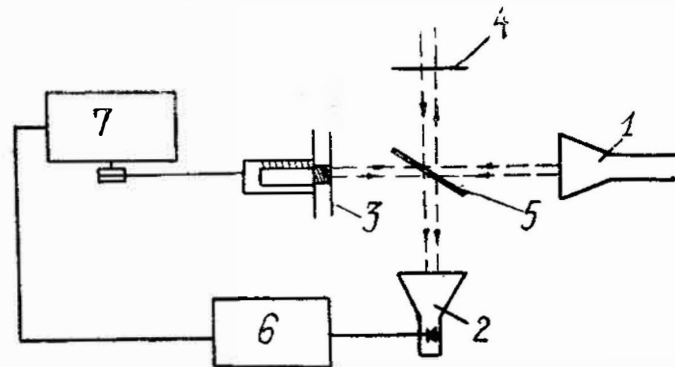


Рис. 20. Блок-схема интерферометра Майкельсона для миллиметровых волн.

1. Источник колебаний. 2. Приемник. 3. Подвижная пластина. 4. Неподвижная пластина. 5. Полупрозрачный экран. 6. Усилитель. 7. Самописец.

В современных генераторах размеры апертур ограничены порядком 15 длин волн. Поэтому необходимо оценить эффект дифракции в зависимости от величины апертуры и от взаиморасположения отдельных частей интерферометра. Для получения достаточно острых максимумов и минимумов необходимо создать параллельные лучи электромагнитной волны. Для миллиметровых волн так же, как и в оптике, можно применять экранирующие трубки (подобные телескопическим системам).

Однако при этом следует учитывать эффект увеличения длины волны в волноводе и возможность возникновения высших типов волн.

Обычная теория дифракции дает хорошее приближение для апертур, размеры которых велики по сравнению с получаемой длиной волны. Для миллиметровых волн это условие не всегда соблюдается, поэтому формулы дифракции должны применяться с известной осторожностью. Однако эти формулы нашли широкое применение в теории антенн, размеры апертуры которых порядка  $10\lambda$ . Можно считать поэтому, что для указанных апертур формулы остаются применимыми как для случая больших расстояний, так и для малых. Рассмотрение картины дифракции от длинной щели (порядка  $15\lambda$ ) на миллиметровых волнах приводит к следующим выводам, если предполагать, что щель освещается плоским фронтом волн.

1. Если  $\lambda z > a^2$ , где  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве,  $a$  — ширина щели,  $z$  — расстояние вдоль нормали к щели, то можно применить метод дифракции Фраунгофера, определяющий дифракционное поле на сравнительно больших расстояниях от излучающей апертуры. Для этого случая в пространстве, близком к оси  $z$ , фронт постоянной фазы будет практически сферическим. Кривизна его уменьшается с увеличением  $z$ , а амплитуда поля дифракции будет обратно пропорциональна  $z$ .

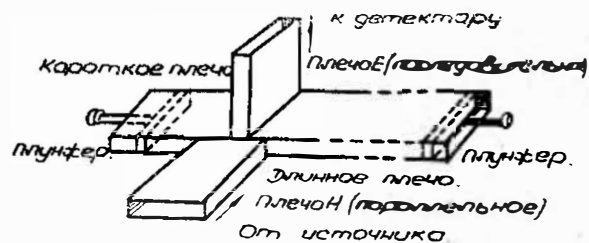


Рис. 21. Волноводный интерферометр.

2. Если  $\lambda z < a^2$  (но не меньше некоторого определенного значения), может быть использован метод дифракции Френеля. В плоскости, перпендикулярной оси  $z$  и лежащей в этой области, амплитуда поля дифракции будет меняться от максимумов к минимумам, быстро уменьшаясь по мере приближения к геометрической тени.

Характер диаграммы амплитуды и фазы поля дифракции быстро меняется с увеличением расстояния.

3. Для расстояния, определяемого условием  $\lambda z = a^2$ , мы имеем промежуточный случай между дифракциями Фраунгофера и Френеля.

Желательно при работе с интерферометрами иметь плоский фронт волн, т. е. необходимо выполнять условие дифракции Фраунгофера, так как в этом случае поле дифракции однородно. Чем больше величина апертуры, тем большее расстояние придется брать для того, чтобы попасть в область дифракции Фраунгофера.

Другим прибором, более удобным для измерения небольших разностей длины волны в миллиметровом диапазоне, является волноводный интерферометр.

Как видно из рис. 21, основным элементом интерферометра является двойной волноводный тройник. Энергия от источника подается, например, в плечо  $H$ , а чувствительный детектор подключен к плечу  $E$ .

Два боковых (одно короткое, другое длинное) плеча оканчиваются плунжерами. Изменением положения плунжеров достигается равновесие (нулевое показание прибора в цепи детектора).

Изменение длины волны будет вызывать изменение фазы  $d\varphi$  на входе закороченной линии длиной  $L = n\lambda_B$ .

$$\frac{df}{f} = \frac{d\lambda}{\lambda} = \frac{d\varphi \lambda^2}{2\pi \lambda_B \cdot n} \quad (2.4)$$

Если принять  $d\varphi$  равным  $\pi/4$ , т. е. изменению фазы, вызываемому расстройкой резонатора на  $1/2Q$  от резонанса, то, поскольку для нормальных размеров волновода

$$\left(\frac{\lambda_B}{\lambda}\right)^2 \approx 2, \quad \frac{d\lambda}{\lambda} = \frac{1}{16n} = \frac{1}{2Q}.$$

Следовательно, эквивалентная добротность этого устройства равна  $8n$ .

Разрешающая способность увеличивается пропорционально длине плеча, но затухание ограничивает оптимальную длину величиной  $1/2\alpha$ , где  $\alpha$  — коэффициент затухания.

Существенное преимущество этого устройства состоит в том, что перемещение плунжера имеет величину порядка длины волны и легко может быть измерено, а в объемном резонаторе плунжер перемещается всего только на часть длины волны.

Этот интерферометр более пригоден для волн миллиметрового диапазона, так как в этом случае он приобретает компактные размеры и имеет более высокую добротность, чем резонаторы.

На рис. 22 показана схема установки для измерения длины волны миллиметрового диапазона с помощью интерферометра, представляющего собой модификацию оптического интерферометра Больцмана. Источник колебаний и приемник расположены в одном месте. Колебания, отраженные от двух параллельных пластин, попадают в приемник. Одна из отражающих пластин закреплена неподвижно, другая перемещается относительно первой с помощью микрометрического винта. Благодаря интерференции при перемещении пластины в принятом сигнале будут наблюдаться максимумы и минимумы. Самописец, включенный на выходе приемника, будет записывать график зависимости величины принятого сигнала от расстояния между пластинами. Этот график имеет максимумы и минимумы.

Максимумы будут иметь место тогда, когда пути прохождения

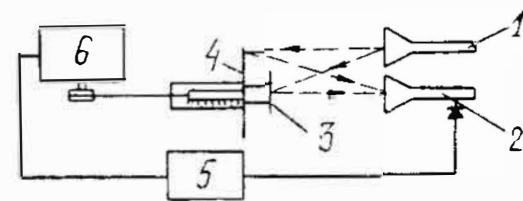


Рис. 22. Схема измерений с помощью интерферометра Больцмана.

1. Источник колебаний. 2. Приемник. 3. Подвижная пластина. 4. Неподвижная пластина. 5. Усилитель. 6. Самописец.



волны от источника до приемника отличаются на целое число волн.

Минимумы будут при разнице в длинах путей, равной нечетному числу полуволн. Длина волны равна удвоенному расстоянию между нулями или максимумами на графике самописца. При измерении длины волны этим методом следует обращать внимание на то, чтобы падающая волна была перпендикулярна пластине, в противном случае измерение даст более короткую волну, чем в действительности.

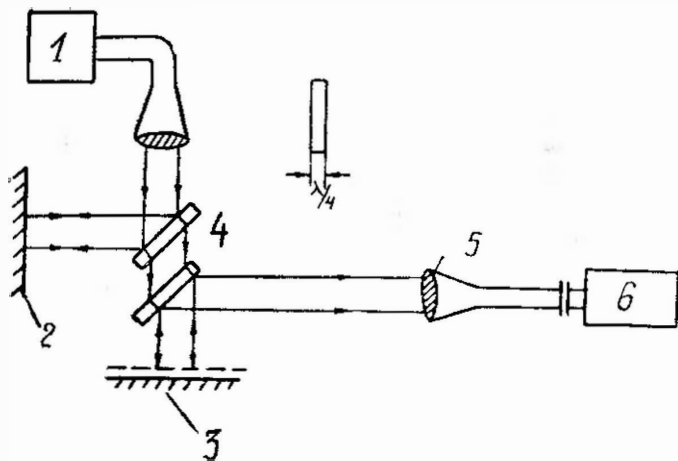


Рис. 23. Блок-схема интерферометра миллиметровых волн Майкельсона.

1. Генератор 2. Зеркало I. 3. Зеркало II. 4. Четвертьволновые пластины. 5. Линза. 6. Приемник.

Для исследования и измерения ряда физических величин на миллиметровых волнах был разработан интерферометр, схема которого приведена на рис. 23.

В описываемом интерферометре апертуры передатчика и приемника были  $152 \times 152$  мм, что составляло примерно  $12\lambda$  при  $\lambda = 12,5$  мм. Расстояние  $z$  до области дифракции Фраунгофера оказывается при этом равным приблизительно 180 см. Общее расстояние от плоскости апертуры передатчика до плоскости апертуры приемника составляло более 2 метров.

Для получения параллельного пучка использовалась металлическая линза, которая устанавливалась на выходном сечении рупора. Такая линза трансформировала сферический фронт волны в плоский.

В качестве делителя луча в этом интерферометре использована пара четвертьволновых пластин из диэлектрика, расположенных под углом  $45^\circ$  к направлению падения луча. Пластины изготавливались из полистирола. Их размеры —  $228 \times 203$  мм.

Размеры зеркал выбирались несколько больше размеров апертуры во избежание краевого эффекта, а именно:  $203 \times 203$  мм. Зеркала были выполнены из латуни с последующим серебрением. Зеркало I могло перемещаться с помощью винтовой системы с шагом 2 мм на расстояние 50 см. Точность отсчета положения зеркала составляла 0,0005 см. Длина волны измеряется по расстоянию между двумя минимумами. Чтобы на расстоянии 2 м получить ток с кристалла порядка 400 мкА, мощность передатчика должна составлять несколько милливольт.

Очевидно, что измерение длины волны с помощью интерферометра основано на том же принципе, что и измерение с помощью полых резонаторов, а именно: длина волны сравнивается с некоторыми линейными размерами, причем индикаторный прибор фиксирует положение минимумов (максимумов) — интерференционных или резонансных. Поэтому погрешности, возникающие вследствие самой техники измерения, должны быть одинаковыми в этих случаях. Действительно, точность измерений длины волны при помощи интерферометра в области нескольких сантиметров составляет  $10^{-4}$ , т. е. такая же, как и та, которая достигается при применении полых резонаторов.

Нужно учесть, однако, что при переходе к более коротким волнам не возникает никаких препятствий для применения интерферометра Майкельсона, тогда как конструирование полых резонаторов или гетеродинных измерителей для столь высоких частот технически весьма затруднительно. Кроме того, интерферометр не нуждается ни в термостатировании, ни во внесении температурных поправок в результаты измерений, так как изменения температуры не сказываются сколько-нибудь существенно на этих измерениях.

Недостатком всякой интерференционной схемы является возможность наложения интерференционных картин для различных длин волн, если применяется немонохроматический источник излучения. При этом контрастность всей картины может значительно снизиться. В описанных интерферометрах разность уровней минимума и максимума сигнала при использовании источника непрерывных колебаний составляла примерно 40 дБ.

Создание интерференционных приборов высокой разрешающей силы типа интерферометра Фабри-Перо для радиоволн оказалось более затруднительным из-за изменения свойств серебра уже на миллиметровых волнах.

Тем не менее, интерферометр Фабри-Перо для длины волн порядка 8 мм был построен и исследован, причем в качестве отражающих поверхностей использовались многослойные диэлектрики.

Каждый такой диэлектрический отражатель состоял из восьми полистироновых дисков толщиной  $\frac{\lambda}{4}$ , разделенных воздушными промежутками той же толщины. Рефлекторы имели

коэффициент отражения по интенсивности равный 0,9954. Диаметр каждого отражателя равнялся 28 см. Рефлекторы, установленные на рельсах строго в вертикальной плоскости, могли перемещаться в широких пределах от руки и с помощью микрометрического винта. Источником излучения служил отражательный клистронный генератор со стабилизатором частоты. Излучение после прохождения отражателей детектировалось с помощью кристаллического детектора.

Для передачи и приема излучения источник и приемник были соединены с волноводами прямоугольного сечения, снабженными электромагнитными рупорами. Использовались рупоры с апертурами  $8,9 \times 8,9$  и  $15,2 \times 15,2$  см. Необходимое для правильной работы интерферометра постоянство фазы на отверстиях рупора достигалось тем, что в отверстия вставлялись полистироновые линзы с не отражающими поверхностями. Общая схема интерферометра показана на рис. 24.

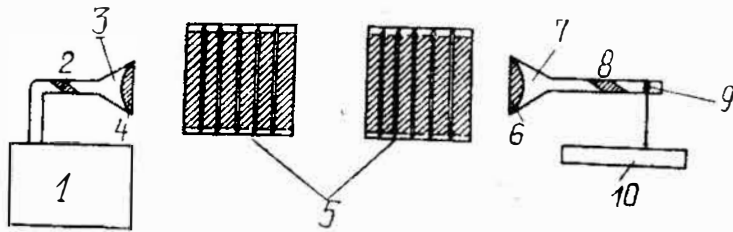


Рис. 24. Схема интерферометра Фабри-Перо:

1. Генератор и стабилизатор частоты. 2. Атенюатор генератора. 3. Излучающий рупор. 4. Линза генератора. 5. Рефлекторы. 6. Линза приемника. 7. Рупор приемника. 8. Атенюатор приемника. 9. Кристаллический детектор. 10. Приемник.

В интерферометре получается многократная интерференция между отражателями, причем пропускаемая системой интенсивность дается формулой

$$T = \frac{P^2}{1 - 2R \cos \varphi + R^2} \quad (2.5)$$

где  $P$  и  $R$  — коэффициенты пропускания и отражения рефлекторов;  
 $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 2\mu t \cos \vartheta$  — есть разность фаз между двумя соседними интерферирующими лучами;

$t$  — расстояние между рефлекторами;

$\mu$  — показатель преломления среды;

$\vartheta$  — угол падения излучения на поверхность рефлектора.

Максимум проходящей интенсивности получается при  $\cos \varphi = 1$  или  $2\mu t \cos \vartheta = n\lambda$ , где  $n$  — порядок интерференции. Чтобы пропускаемая системой интенсивность была наибольшей, нужно применять диэлектрики с наименьшими потерями.

Определенные длины волны основано на том, что подсчитывается число интерференционных полос при двух расстояниях между рефлекторами, отличающихся на 50 см. По этим данным и рассчитывается затем длина волны.

Вследствие конечных размеров отверстий излучающего и приемного рупоров и зеркал важное значение при измерениях в радиодиапазоне, где длина волны излучения оказывается соизмеримой с указанными геометрическими размерами, приобретают явления дифракции.

Для учета явлений дифракции считается, что поле в любой точке перед отверстием может быть получено в результате интерференции плоских волн, выраженных как функции от их направления распространения. Эти волны образуют угловой спектр излучения. Величина влияния дифракционных явлений характеризуется числом плоских волн, образующих угловой спектр данного отверстия. Показано, что при больших расстояниях между отверстиями рупоров и рефлекторами существенную роль играют только плоские волны с  $\delta$ , близким к нулю. Это утверждение особенно справедливо для больших порядков интерференции.

Результаты измерений показали, что применение рупоров с большими отверстиями обеспечивает большую пропускную способность и более резкие интерференционные полосы.

Параллельно с измерением длины волны с помощью интерферометра производились аналогичные измерения с помощью резонансной камеры, причем получилось полное совпадение результатов.

Добротность, а следовательно, и разрешающая способность описанного интерферометра очень велика:  $Q \approx 60 000$ .

С помощью интерферометра оказалось возможным измерить длину волны с точностью порядка  $10^{-4}$ .

Наблюдаемые интерференционные полосы очень резкие, но очевидно, что применение вместо полистирена диэлектрика с меньшими диэлектрическими потерями и большей диэлектрической постоянной может дать еще лучшие результаты.

С помощью описанного интерферометра Фабри-Перо можно, кроме того, измерять диэлектрические постоянные различных сред и скорость распространения электромагнитных волн.

Интерферометры становятся необходимыми измерительными приборами, используемыми для измерения целого ряда важных физических величин в диапазоне миллиметровых волн.

## § 5. Измерение длины волны методом дифракционного спектрометра

Рассматривая оптические методы измерения длины волны в диапазоне миллиметровых волн, следует остановиться на использовании для этой цели явления дифракции.

В оптике дифракционные спектрометры широко применяются

для измерения длины волн и поэтому, как только потребности практики вызвали к жизни технику миллиметровых волн, были созданы дифракционные спектрометры для измерения на миллиметровых волнах. Оказалось возможным создать дифракционные решетки, имеющие разрешающую способность не хуже разрешающей способности объемных резонаторов, а на волнах короче 3—4 мм даже во много лучше. Кроме того, при изготовлении таких предельно малых резонаторов чрезвычайно трудно выдерживать требуемые механические допуски, что также делает нецелесообразным использование резонансных методов на этих волнах.

На рис. 25 приведена блок-схема дифракционного спектрометра для измерения длины волн в диапазоне 3—12,5 мм с точностью порядка 0,04%. Решетка (5 на рисунке) отражающего типа (эшелетт), с изменяющимся шагом, состоит из 75 параллельных металлических стержней, представляющих собой в поперечном сечении полуокружность диаметром 1 см. Расстояние между осями стержней — также 1 см. Оба конца каждого стержня запрессованы в подвижную обойму миниатюрных шарикоподшипников, установленных по обеим сторонам рамы решетки. С помощью шарнирной механической системы (шарнирный параллелограмм) решетка может поворачиваться вокруг оси центрального стержня, остающегося неподвижным. При этом каждый стержень поворачивается вокруг своей оси так, что отражающие поверхности их остаются параллельными между собой и отражающей поверхностью центрального стержня.

Расстояние  $d$  по нормали между отражающими поверхностями смежных стержней определяется:

$$d = r \cos \psi, \quad (2.6)$$

где  $r$  — расстояние между осями смежных стержней;  
 $\psi$  — угол между рамой и нормалью к отражающей поверхности.

На рис. 26 дано поперечное сечение трех элементов решетки в двух ее положениях.

Такая конструкция решетки дает возможность работать при неподвижном приемнике и передатчике. Кроме того, в одном из

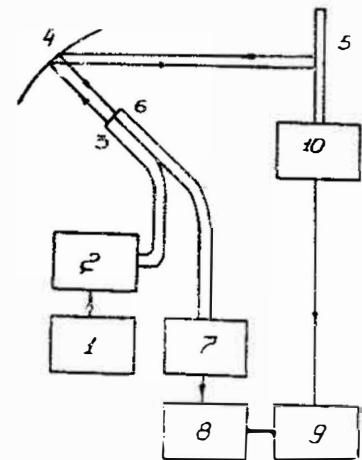


Рис. 25. Блок-схема дифракционного спектрометра:

1. Генератор. 2. Ослабитель. 3. Передающий рупор. 4. Параболический рефлектор. 5. Дифракционная решетка. 6. Приемный рупор. 7. Кристаллический детектор. 8. Усилитель. 9. Самописец. 10. Механизм вращения решетки.

положений решетка представляет собой плоский отражатель, что используется для точной регулировки положения решетки совместно с приемником и передатчиком. Механическая система шарнирного параллелограмма позволяет уменьшить ошибки за счет люфта в отсчете положения решетки.

Антенная система спектрометра должна удовлетворять следующим требованиям: 1) фронт волны, падающий на решетку, должен быть плоским уже на сравнительно небольших расстояниях от антенны; 2) широкополосность в пределах вышеуказанного диапазона волн; 3) равномерность освещения решетки.

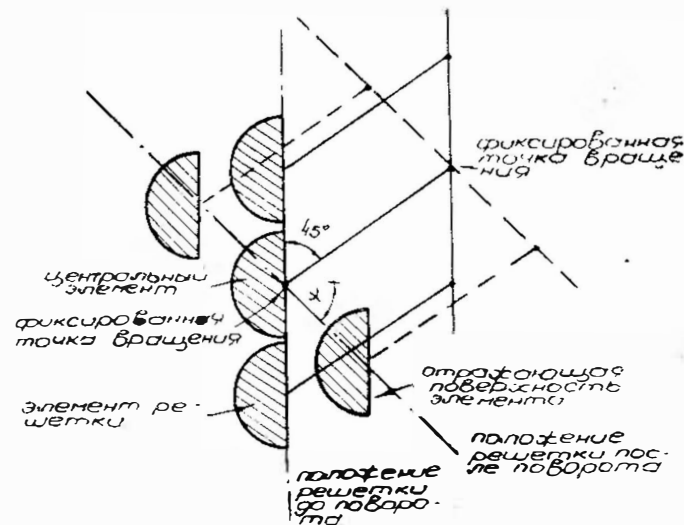


Рис. 26. Поперечное сечение элементов дифракционной решетки.

Для удовлетворения этих требований в качестве антенной системы использовался рефлектор в виде параболоида вращения (4 на рис. 25), в фокусе которого находился передающий рупор (3 на рисунке). Размеры параболоида выбирались большими, чем размеры решетки. Этим устранялся эффект дифракции волн у краев рефлектора.

В целях упрощения процесса регулировки, а также экономии места и аппаратуры, приемная и передающая антенны были объединены в одну. Приемный и передающий рупоры размещались так, чтобы точка фокуса параболического рефлектора лежала посередине их общей стенки, а апертуры рупоров лежали в фокальной плоскости. Передающий рупор совместно с рефлектором при таком размещении производит плоскую волну под углом  $\delta$ , а приемный рупор принимает плоскую волну, направленную под таким

же углом к оси рефлектора. Под этим углом и будет направлена волна после отражения от решетки.

Такая антенная система может рассматриваться как две раздельные антенны, оси которых пересекаются под углом  $2\delta$ .

Максимум отраженного решеткой и принятого приемником сигнала будет в том случае, если расстояние по нормали между отражающими поверхностями смежных элементов решетки кратно половине длины волны, т. е. при выполнении соотношения:

$$\lambda = \frac{2}{n} \cos \psi, \quad (2.7)$$

где  $\lambda$  — длина волны в сантиметрах;

$\psi$  — угол между рамой и нормалью к отражающей поверхности;

$n$  — порядок дифракции, целое число.

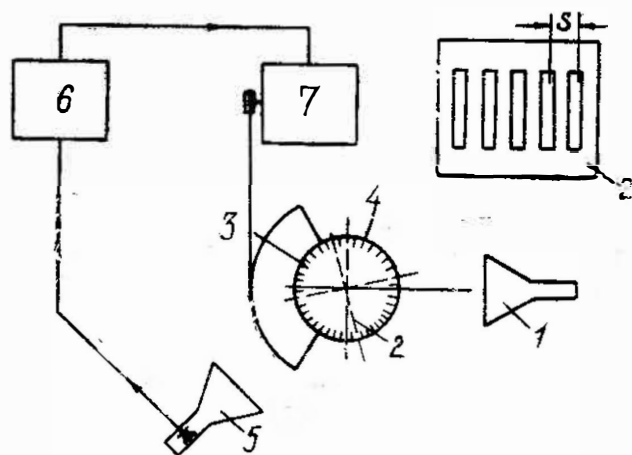


Рис. 27. Схема измерений миллиметровых волн с помощью дифракционной решетки.

1. Источник колебаний. 2. Дифракционная решетка. 3. Поворотный столик. 4. Шкала. 5. Приемник. 6. Усилитель. 7. Самописец.

Работа на приборе ведется автоматически. Решетка вращается от  $\psi = 90^\circ$  до  $\psi = 0$ ; при этом положение решетки через каждые полградуса регистрируется на самописце, который вычерчивает график интенсивности принятого сигнала в функции угла поворота. Длина волны рассчитывается из данных графика. Вращение решетки может быть замедлено так, что точка максимума отсчитывается с точностью  $\pm 1'$ , что обеспечивает точность измерения длины волны  $\pm 0,04\%$ .

Блок-схема несколько иного дифракционного спектрометра миллиметрового диапазона приведена на рис. 27.

Излучение от источника колебаний падает на дифракционную решетку, представляющую собой алюминиевый лист с равномер-

но прорезанными щелями с шагом  $S$ . Решетка устанавливается на поворотном столике со шкалой.

Из физики известно, что длина волны излучения выражается через углы падения и дифракции и параметр решетки следующим образом

$$\lambda = \frac{S}{n} (\sin i + \sin d), \quad (2.8)$$

где  $d$  — угол дифракции, при котором наблюдается максимум приема;

$i$  — угол падения излучения на решетку;

$S$  — шаг решетки;

$n$  — порядок спектра.

Приемный рупор связан через детектор и усилитель с самописцем, вычерчивающим график зависимости интенсивности принятого сигнала в функции угла поворота решетки. По графику рассчитывается длина волны излучения. За малый промежуток времени может быть выполнено большое число измерений. Точность измерения длины волны порядка  $0,01\%$ .

Оптические методы измерения могут быть использованы во всем диапазоне миллиметровых волн и обеспечивают более высокую точность измерений, чем резонансный метод. В силу этого при переходе к более коротковолновым участкам миллиметрового диапазона оптические методы измерений находят широкое применение.

## Г Л А В А III

### МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

Известные измерители мощности миллиметрового диапазона волн можно отнести к одному из следующих двух типов:

а) измерители, основанные на тепловом действии с. в. ч. мощности;

б) приборы, основанные на давлении электромагнитных волн (пюндеромоторные измерители).

В других диапазонах волн существуют измерители мощности, основанные на эффекте Холла [44], измерители, в основу которых положен метод сравнения с. в. ч. мощности с мощностью излучения черного тела и др. Однако эти измерители еще не применяются в миллиметровом диапазоне волн и потому не рассматриваются.

Закон сохранения энергии позволяет производить измерение мощности с. в. ч. колебаний путем превращения всей мощности электромагнитной волны в тепловую мощность и последующего измерения последней калориметрическими методами.

Наиболее употребительным является метод замещения измеряемой с. в. ч. мощности, эквивалентной по тепловому действию мощностью постоянного или низкочастотного тока. Об эквивалентности мощностей судят по одинаковой интенсивности какого-либо теплового процесса (нагрева тела, фазового перехода вещества и т. п.). Таким образом, измерение с. в. ч. мощности сводится при этом методе к измерению равной ей мощности постоянного или низкочастотного тока.

#### § 1 Классификация измерителей мощности

В зависимости от принципа действия измерители с. в. ч. мощности могут или включаться последовательно в волноводный тракт и измерять проходящую через них мощность, или подключаться вместо рабочего тракта как его эквиваленты и измерять мощность, поглощающуюся в них. Соответственно они называются или измерителями проходящей мощности или измерителями поглощающего типа.

С помощью ответвителей или тройников (см. гл. IV) измерители поглощающего типа могут использоваться как измерители проходящей мощности (хотя и с другими пределами измерения).

С другой стороны, подключение на выход измерителя проходящей мощности согласованной нагрузки превращает его в измеритель поглощающего типа (с теми же пределами измерения).

Следовательно, измерители проходящей мощности при прочих равных параметрах являются более предпочтительными, так как они, во-первых, позволяют измерять мощность источника при работе его на саму нагрузку, а не на ее эквивалент и, во-вторых, в случае необходимости они могут служить измерителями поглощающего типа без нарушения их градуировки.

Диапазон измеряемых в различных случаях мощностей очень широк и поэтому одни и те же приборы не могут быть пригодными для измерения и малых и больших мощностей. Малыми мощностями принято считать мощности порядка сотен милливольт и менее, большими — мощности порядка десятков ватт и более, а средними — от сотен милливольт до десятков ватт.

Соответственно и измерители с. в. ч. мощности делятся на измерители малой, средней или большой мощности.

В технике миллиметровых волн амплитудная синусоидальная модуляция практически не применяется. Обычно генераторы работают или в режиме непрерывной генерации (иногда с частотной модуляцией), или в режиме импульсно-модулированных колебаний. В соответствии с этими режимами измерители с. в. ч. мощности предназначаются для измерения или непрерывной мощности, или средней мощности и импульсно-модулированных колебаний, или мощности в импульсе. В настоящее время неизвестны измерители мощности, с помощью которых можно было бы производить в миллиметровом диапазоне волн прямые измерения мощности в импульсе.

Мощность в импульсе обычно рассчитывается по результатам измерений средней мощности и временных параметров импульсов (длительности, скважности и формы).

В зависимости от основного назначения к измерителям мощности могут предъявляться различные требования. Образцовые приборы предназначаются в основном для поверки и градуировки рабочих приборов, обладающих большими погрешностями, а также для ответственных измерений, которые должны быть произведены с повышенной точностью. Для них решающее значение имеют такие основные параметры, как погрешность прибора в нормальных условиях работы (основная погрешность) и степень согласования его входа (к. с. в. н.). Широкий диапазонность, удобство в работе, скорость отсчета, устойчивость к механическим сотрясениям и т. п. характеристики образцового измерителя, хотя и важны, однако являются второстепенными его параметрами.

Для рабочих приборов подобные характеристики настолько важны, что зачастую при разработке таких приборов требования.

связанные с универсальностью прибора и его эксплуатационными качествами, удовлетворяются даже в ущерб основным параметрам.

Из сказанного следует, что измерители мощности (как и другие измерительные приборы) обычно бывают либо образцовыми, либо рабочими. Это, конечно, не исключает в ряде случаев возможности применения образцовых измерителей мощности как рабочих, однако обратное, как правило, невозможно.

В заключение отметим, что если измерители позволяют производить косвенные измерения с. в. ч. мощности, в основе которых лежат результаты прямых измерений только массы, длины и времени, то они называются абсолютными измерителями с. в. ч. мощности.

Абсолютность метода или прибора не является самоцелью и не может считаться безусловным преимуществом прибора.

Даже в измерителях, принцип действия которых позволяет использовать их как абсолютные, эта возможность не реализуется, если ее реализация связана с увеличением погрешности прибора.

Зачастую такие приборы градуируются по более точным образцовым приборам (даже если они сами образцовые, но более низкого разряда) на рабочей частоте (например, пондеромоторные измерители) или калибруются путем сравнения с известной мощностью постоянного тока по эквивалентному тепловому действию (например, калориметр с фазовым переходом вещества) и, следовательно, не используются как абсолютные.

## § 2. Калориметрические измерители мощности

Как уже указывалось, в большинстве случаев измерение с. в. ч. мощности калориметрическими измерителями производится путем замещения с. в. ч. мощности известной по величине эквивалентной по тепловому действию мощностью постоянного или низкочастотного тока.

Любой калориметрический измеритель с. в. ч. мощности состоит из следующих основных элементов:

1) поглощающей нагрузки, в которой рассеивается энергия электромагнитного поля, переходя в тепловую энергию;

2) волноводного тракта, подводящего с. в. ч. мощность к нагрузке;

3) нагревателя для рассеивания замещающей мощности постоянного или низкочастотного тока, смонтированного на с. в. ч. нагрузке;

4) индикаторного устройства для сравнения интенсивности тепловых процессов, протекающих при рассеивании с. в. ч. мощности или замещающей ее мощности постоянного или низкочастотного тока (например, нагрева тела, фазового перехода вещества и т. п.). Калориметрические измерители с. в. ч. мощности обычно являются измерителями средней или большой мощности. Некоторые типы

этих измерителей применяются и как измерители малой мощности (порядка нескольких милливольт и более).

Погрешность калориметрических измерителей мощности миллиметрового диапазона волн обычно лежит в пределах от  $\pm 2$  до  $\pm 10\%$ . Они очень часто являются образцовыми приборами, так как обладают сравнительно малыми погрешностями, но относительно сложны и не особенно удобны в работе.

Калориметрические измерители большой мощности применяются и как образцовые и как рабочие приборы, так как измерение большой мощности с помощью других типов измерителей с. в. ч. мощности крайне затруднительно.

Тепловая постоянная времени с. в. ч. нагрузки калориметров настолько велика, что ими без существенных дополнительных погрешностей может измеряться не только непрерывная мощность, но и средняя мощность импульсно-модулированных колебаний. По этой же причине мощность в импульсе калориметрическими измерителями непосредственно не может быть измерена.

Как и в теплотехнике, калориметрические измерители с. в. ч. мощности делятся на две группы: калориметры переменной температуры и калориметры постоянной температуры.

В калориметрах переменной температуры выделение тепловой мощности приводит к повышению температуры нагрузки и соответственному изменению разности температур между ней и оболочкой калориметра. При этом неизбежно часть рассеянной в нагрузку мощности переходит от нее к оболочке и не воздействует на индикаторное устройство калориметра.

Часть мощности, не воздействующая на индикаторное устройство, является мощностью тепловых потерь, влияние которой на погрешность прибора подробно рассмотрено далее.

Наиболее употребительными в настоящее время калориметрическими измерителями переменной температуры являются калориметры с проточной водой. Однако конструирование калориметров с проточной водой для миллиметрового диапазона волн встречает большие затруднения, а их погрешность при тех же уровнях мощности относительно повышается. Поэтому все большее распространение получают дифференциальные калориметры с твердой нагрузкой, которые, как правило, являются калориметрами малой и средней мощности, а также калориметры постоянной температуры.

В калориметрах постоянной температуры (изотермических калориметрах) выделение в нагрузку тепловой мощности всегда сопровождается отдачей от нее или поглощением (например, при фазовом переходе вещества) равной тепловой мощности. Поэтому температура нагрузки и перепад температур между ней и оболочкой калориметра (обычно очень близкий к нулю) остаются неизменными во все время измерения. Таким образом, в идеальном изотермическом калориметре тепловые потери отсутствуют и вся мощность, вне зависимости от ее распределения вдоль нагрузки, воздействует на индикаторное устройство.

Калориметры постоянной температуры (ледяной калориметр и компенсационный калориметр с охлаждающим термоэлементом) только недавно были впервые применены в отечественной технике [37] для измерения с. в. ч. мощности. Они еще не получили широкого распространения, однако являются очень перспективными для сантиметрового и особенно миллиметрового диапазонов волн.

Итак, в калориметрах переменной температуры наличие тепловых потерь вытекает из принципа их работы, а в калориметрах постоянной температуры тепловые потери могут быть обусловлены лишь вторичными эффектами, связанными с отклонениями калориметрической системы от изотермического режима.

Если тепловые потери в калориметре одинаковы при рассеивании как с. в. ч. мощности, так и замещающей ее эквивалентной мощности постоянного или низкочастотного тока, то они не вызывают погрешности измерения с. в. ч. мощности методом замещения. Если же тепловые потери отличаются и их отличие не учитывается как поправка к результату измерения, то возникает систематическая погрешность калориметра за счет неэквивалентности тепловых потерь, которая может являться одной из существенных составляющих систематической погрешности прибора.

Уменьшение неэквивалентности мощности тепловых потерь калориметрического измерителя может достигаться или путем уменьшения самих потерь, или путем обеспечения достаточно точного их равенства.

Обеспечение достаточно точного равенства тепловых потерь при рассеивании в нагрузке с. в. ч. мощности или мощности постоянного (низкочастотного) тока связано с необходимостью исследования распределения температурного поля вдоль нагрузки при рассеивании с. в. ч. мощности и соответствующего расположения на нагрузке нагревателя или термочувствительного элемента. Решение подобной задачи весьма сложно, а оценка его точности затруднительна. Поэтому более предпочтительным (особенно для образцовых приборов) является путь всемерного уменьшения величины самих потерь.

Одними из наиболее распространенных калориметров переменной температуры являются калориметрические измерители с проточной водой. Поглощающей нагрузкой такого калориметра является трубка специальной формы из диэлектрика с малыми потерями на рабочей частоте, по которой с постоянным расходом течет вода. Поглощение с. в. ч. мощности происходит в объеме воды. Форма и размеры нагрузки обеспечивают плавное введение водяного потока в электромагнитное поле и достаточное поглощение, благодаря чему нагрузка оказывается хорошо согласованной в достаточно широком диапазоне частот. Температура водяного потока на входе нагрузки поддерживается с предельно высокой степенью точности, постоянной во времени (за время измерения) и практически равной температуре волновода, в который вмонтирована нагрузка.

Схематически устройство калориметрического измерителя с. в. ч. мощности с проточной водой показано на рис. 28.

Нагрузка 1 вмонтирована в волновод 2, заканчивающийся заглушкой 3. На выходе нагрузки в водяном потоке замонтирован нагреватель 4, который питается от стабильного источника постоянного или низкочастотного тока. Между входом и выходом водяного потока включен дифференциальный термочувствительный элемент 5 (например, блок термопар с гальванометром). Специальные устройства поддерживают с достаточно высокой точностью постоянство расхода воды (например, компрессор и объем, демпфирующий быстрые изменения давления) и ее температуры на входе (например, термостат с пассивной демпфирующей массой).

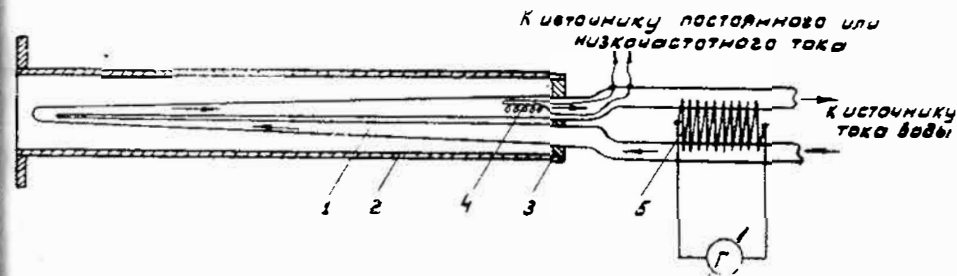


Рис. 28. Схема калориметра с проточной водой.

Контролируемая термочувствительным элементом разность температур прямо пропорциональна мощности, рассеиваемой в водяном потоке на участке между местами включения дифференциального термочувствительного элемента, и обратно пропорциональна расходу воды. Действительно, легко видеть, что

$$P = 4,19 v \cdot c \cdot \Delta t$$

или

$$\Delta t = 0,24 \frac{P}{cv},$$

где  $\Delta t$  — разность температур в  $^{\circ}\text{C}$ ;

$P$  — рассеиваемая в водяном потоке мощность в ваттах;

$c$  — теплоемкость воды в кал/гград;

$v$  — расход воды в г/сек.

Приведенные соотношения показывают принципиальную возможность измерения с. в. ч. мощности без использования метода замещения ее эквивалентной мощностью постоянного тока (при условии отсутствия тепловых потерь). Однако погрешности измерения расхода воды и малых разностей температур оказываются настолько большими, что такой метод измерения значительно уступает в точности методу замещения.

Метод замещения реализуется следующим образом: замечается показание индикаторного прибора термочувствительного элемента при поданной с. в. ч. мощности, после чего с. в. ч. мощность выключается, а вместо нее в нагревателе рассеивается мощность постоянного (низкочастотного) тока, вызывающая такое же отклонение индикаторного прибора. За результат измерения с. в. ч. мощности принимается результат измерения эквивалентной мощности постоянного (низкочастотного) тока.

Неэквивалентность тепловых потерь может быть оценена путем сравнения результатов измерения одной и той же мощности при размещении нагревателя в различных местах вдоль нагрузки.

Нетрудно показать, что как чувствительность калориметра с проточной водой, так и его относительная систематическая погрешность за счет неэквивалентности тепловых потерь обратно пропорциональны расходу воды. Этим и объясняется, что, являясь точными приборами, такие калориметры, как правило, работают при относительно большом расходе воды, имеют в связи с этим сравнительно низкую чувствительность и применяются как измерители средней и большой мощности.

Кроме погрешности вследствие неэквивалентности тепловых потерь, основными составляющими полной погрешности калориметрических измерителей с проточной водой являются:

- 1) случайная погрешность из-за непостоянства расхода воды и ее температуры на входе нагрузки;
- 2) случайная и систематическая погрешности измерения замещающей мощности;
- 3) систематическая погрешность, обусловленная неточностью определения поправки на потери с. в. ч. мощности в стенках подводимого волноводного тракта;
- 4) систематическая и случайная погрешности в результате расогласования.

В настоящее время отечественной промышленностью выпускается калориметрический измеритель мощности с замкнутой системой водоснабжения. Этот прибор позволяет измерять непрерывную мощность или среднюю мощность импульсно-модулированных колебаний от 5 до 2000 ватт в следующих диапазонах длин волн: 12—7,5 см, 3,45—3,1 см, 8,24—8,08 мм.

Отличительной особенностью этого калориметра является использование одной и той же водяной с. в. ч. нагрузки во всем рабочем диапазоне длин волн, для чего она смонтирована в волноводе с сечением 34 × 72 мм, а при измерении в трактах с волноводами других размеров используются специальные волноводные переходы. Такие переходы, несмотря на их сравнительно небольшую длину, благодаря специально рассчитанной форме стенок, обеспечивают к. с. в. н. ≤ 1,2 во всем рабочем диапазоне длин волн. Они обладают весьма малыми потерями с. в. ч. мощности.

Максимальная погрешность приборов этого типа согласно данным завода-изготовителя не превышает ±7%.

Примером дифференциального калориметра переменной температуры с твердой нагрузкой может служить калориметр, схематически изображенный на рис. 29. Калориметр имеет два совершенно одинаковых отрезка волновода 1, оканчивающихся согласованными нагрузками 2, в которые вмонтированы термисторы 3, являющиеся сопротивлениями двух плечей моста, питающегося от источника коротких импульсов с большой скважностью. Индикатором баланса моста является катодный осциллограф.

Согласованные нагрузки имеют выводы и одновременно являются объемными сопротивлениями, в которых может рассеиваться мощность постоянного тока. Волноводные отрезки, соединяющие нагрузки с входом прибора, имеют очень тонкие металлические стенки и плохо проводят тепло.

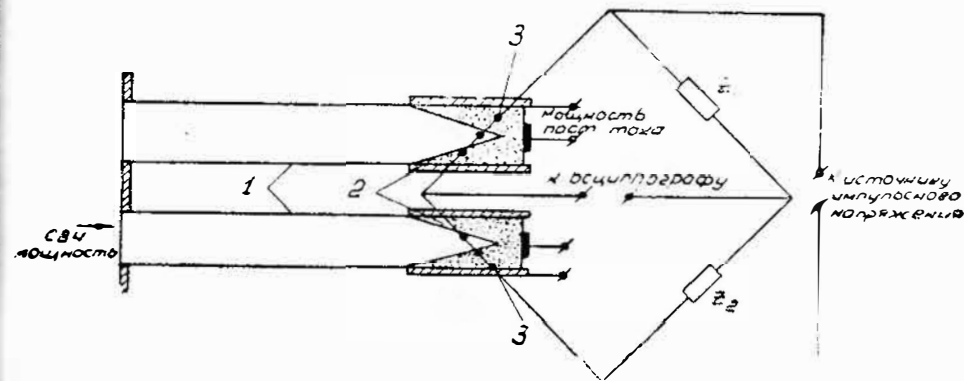


Рис. 29. Схема дифференциального калориметра с твердой нагрузкой.

Перед измерением мощности мостовая схема балансируется. Так как она питается импульсным напряжением, средняя мощность, рассеиваемая в термисторах, очень мала и практически не приводит к изменению температуры нагрузок. В то же время напряжение в импульсе достаточно велико, чтобы обеспечить нужную точность балансировки.

Для измерения с. в. ч. мощность подводится к одному из двух симметрических входов калориметра и рассеивается в его нагрузке. В другой нагрузке одновременно рассеивается такая мощность постоянного тока, при которой баланс мостовой схемы восстанавливается и сохраняется во времени. Ее величина и принимается за результат измерения с. в. ч. мощности.

В калориметрах такого типа снижение погрешности вследствие неэквивалентности тепловых потерь достигается уравниванием мощностей тепловых потерь путем подбора формы нагрузки, расположения выводов постоянного тока и термисторов и т. п. мерами.

Оценка неисключенного остатка систематической погрешности вследствие неэквивалентности тепловых потерь в этом случае очень сложна.



Однако несомненным преимуществом приборов такого типа является их применимость для измерения малых мощностей (порядка милливатта и более). Это преимущество можно, например, реализовать, проградировав подобный прибор на рабочей частоте по более точному образцовому калориметрическому измерителю, а следовательно, в значительной степени исключив систематическую погрешность.

Основные преимущества измерения с. в. ч. мощности с помощью калориметров постоянной температуры могут наиболее полно быть реализованы при применении ледяного калориметра.

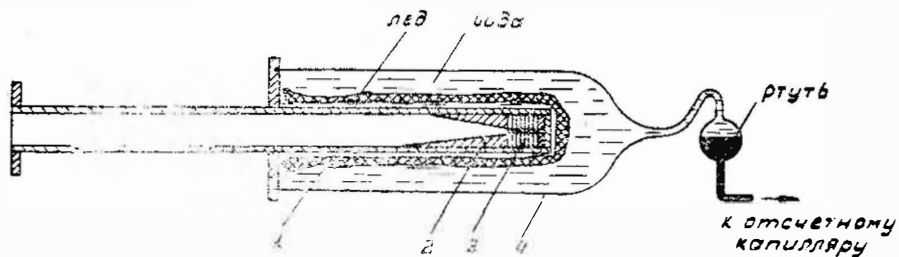


Рис. 30. Схема ледяного калориметра.

Схематически ледяной калориметр показан на рис. 30. Волновод 1 оканчивается согласованной поглощающей нагрузкой 2, на которой смонтирован нагреватель 3. Окончание волновода служит приемной камерой калориметрического сосуда 4, который представляет собой герметически закупоренный сосуд с дистиллированной водой, очищенной от растворенных газов, сообщающийся с отсчетным устройством посредством капилляра со ртутью.

Когда прибор находится в рабочем состоянии, часть воды в калориметрическом сосуде должна быть заморожена таким образом, чтобы волновод, являющийся приемной камерой, был со всех сторон покрыт рабочим слоем льда. Весь волновод вместе с калориметрическим сосудом погружен в ледяной термостат, представляющий собой несколько сосудов со смесью льда и воды, вложенных один в другой (многоступенчатое термостатирование).

Если в нагрузке не выделяется тепловая мощность и температура внутри термостата равна температуре фазового перехода лед—вода, то внутри калориметрического сосуда может происходить лишь перераспределение слоя льда (за счет гидростатического давления), в то время как соотношение между суммарными количествами льда и воды ввиду отсутствия теплообмена с окружающей средой изменяться не будет. Поэтому будет сохраняться и суммарный объем льда и воды.

Если же в нагрузке рассеется некоторая энергия, то это приведет к таянию части льда и уменьшению суммарного объема льда и воды, что в свою очередь вызовет всасывание ртути из отсчетного устройства внутрь калориметрического сосуда.

Нетрудно видеть, что изменение объема и энергия, поглощенная при фазовом переходе, связаны соотношением

$$A = \frac{q}{v_v - v_l} \Delta V, \quad (3.1)$$

где  $A$  — энергия в дж;

$q$  — удельная теплота плавления льда в дж/г;

$v_v$  — удельный объем воды в см<sup>3</sup>/г;

$v_l$  — удельный объем льда в см<sup>3</sup>/г;

$\Delta V$  — изменение суммарного объема льда и воды (или изменение объема ртути в отсчетном устройстве) в см<sup>3</sup>.

Таким образом, если отсчетное устройство представляет собой калиброванный капилляр с площадью поперечного сечения его канала  $S$ , то, измеряя перемещение мениска ртути в капилляре  $\Delta l$  и время подачи измеряемой мощности в калориметр  $t$  и зная физические постоянные льда и воды, можно вычислить измеряемую мощность  $P$  по формуле:

$$P = \frac{q \cdot S}{(v_v - v_l) t} \Delta l, \quad (3.2)$$

где  $P$  — в ваттах;

$q$  — в дж/г;

$v_v$  и  $v_l$  — в см<sup>3</sup>/г;

$t$  — в сек;

$S$  — в см<sup>2</sup>,

$\Delta l$  — в см.

Ввиду того, что приемная камера окружена слоем льда, вокруг нее имеются две изотермические поверхности раздела фаз вещества и тепловые потери если и возможны, то только вдоль стенок волновода. Чтобы эти потери были пренебрежимо малыми, приемная камера делается достаточно длинной.

Как следует из описанного принципа работы ледяного калориметра, измерение им с. в. ч. мощности сводится к измерению перемещения мениска ртути в калиброванном капилляре (или взвешиванию ртути при другом методе измерения изменения объема) и измерению времени подачи в калориметр с. в. ч. мощности.

Следовательно, ледяной калориметр в этом случае является абсолютным измерителем мощности. Его погрешность в основном складывается из погрешности, обусловленной неточностью принятых значений физических постоянных льда и воды, погрешности определения поправки на потери с. в. ч. мощности в волноводе, неточности в определении поправки на остаточный теплообмен между калориметрическим сосудом и термостатом, погрешности из-за случайных изменений объема, вызванных недостаточной жесткостью стенок калориметрического сосуда и волновода, и погрешности вследствие рассогласования.

Максимальная погрешность ледяного калориметра при измерении с. в. ч. мощности от 100 мвт до 10 вт в трехсантиметровом диапазоне волн не превышает  $\pm 2\%$ . Следует отметить, что указанной погрешности удастся добиться лишь при очень тщательном выполнении прибора.

Неточность физических постоянных обуславливает погрешность около 0,75%. Поэтому, отказавшись от абсолютности метода и проградуировав ледяной калориметр по мощности постоянного тока, можно несколько снизить его погрешность. Для градуировки на постоянном токе и предназначен смонтированный на с. в. ч. нагрузке нагреватель.

Следует обратить внимание на еще одно важное преимущество ледяного калориметра, заключающееся в том, что чувствительность прибора, выраженная в изменении объема на единицу поглощенной энергии, не зависит от его конструктивного выполнения и определяется только физическими постоянными льда и воды.

Повышение чувствительности прибора может быть достигнуто путем использования фазового перехода других веществ, например, дифенилметана.

Чем меньше размеры волновода, тем конструктивно проще выполнить ледяной калориметр, в то время как никаких трудностей, связанных с повышением частоты, не возникает. Поэтому ледяной калориметр с успехом может быть использован в миллиметровом диапазоне волн.

Ледяной калориметр является одним из самых точных измерителей с. в. ч. мощности, однако он громоздок и неудобен в работе. Например, после многократных измерений в рабочем слое льда образуются сквозные проталины, что приводит к промахам в измерениях. Поэтому калориметр приходится перемораживать заново, что является трудоемкой и длительной операцией (порядка нескольких часов). Поэтому его рационально использовать лишь как образцовый прибор при предельно точных измерениях.

Другим методом создания калориметра постоянной температуры является компенсационный метод, заключающийся в том, что компенсация тепла, выделяющегося в нагрузке при рассеянии с. в. ч. мощности, осуществляется путем отбора от нее тепловой мощности холодным спаем полупроводникового термоэлемента за счет эффекта Пельтье.

На рис. 31 приведена упрощенная схема компенсационного калориметра постоянной температуры. Калориметр состоит из калориметрической системы, волноводного тракта, внешней оболочки и батареи термопар. В состав калориметрической системы входит стрезок волновода 1 с поглощающей нагрузкой 2, охлаждающий полупроводниковый термоэлемент 3 и нагреватель 4.

Для уменьшения теплопроводности волноводного тракта 5 металлические стенки его со стороны калориметрической системы

имеют толщину порядка 30 микрон и для механической прочности запрессованы в пластмассу.

Постоянство температуры, окружающей калориметрическую систему внешней оболочки 6, за время измерения обеспечивается большой ее теплоемкостью и хорошей теплоизоляцией.

Блок термопар 7 совместно с гальванометром обеспечивает возможность контроля равенства температур калориметрической системы и оболочки с погрешностью менее  $10^{-3}$  градуса.

Измерение с. в. ч. мощности и в этом калориметре производится методом замещения, который реализуется следующим образом: при постоянной мощности охлаждения термоэлемента прибор балансируется (мощность нагрева уравнивается с мощностью охлаждения) как в отсутствии измеряемой с. в. ч. мощности, так и при ее подаче. За результат измерения с. в. ч. мощности принимается разность мощностей постоянного тока, рассеиваемых при балансе прибора в нагревателе. Действительно при отсутствии с. в. ч. мощности

$$P_{\text{охл}} = P_{\text{н0}}$$

при поданной с. в. ч. мощности

$$P_{\text{охл}} = P_{\text{н1}} + P_{\text{свч}}$$

приравнивая левые части равенства, имеем:

$$P_{\text{свч}} = P_{\text{н0}} - P_{\text{н1}} \quad (3.3)$$

Об установлении баланса мощностей в калориметре судят по неизменности во времени установленного равенства температур калориметрической системы и внешней оболочки.

Величина неэквивалентности тепловых потерь калориметра, которая может возникнуть вследствие перепада температур вдоль калориметрической системы, при рациональной конструкции прибора обычно мала. Она рассчитывается и может быть определена экспериментально путем измерения одной и той же мощности при помощи нагревателей, расположенных в различных местах калориметрической системы.

Основными составляющими погрешности компенсационного калориметра постоянной температуры являются:

1) случайная погрешность из-за неточности двукратного процесса балансировки прибора;

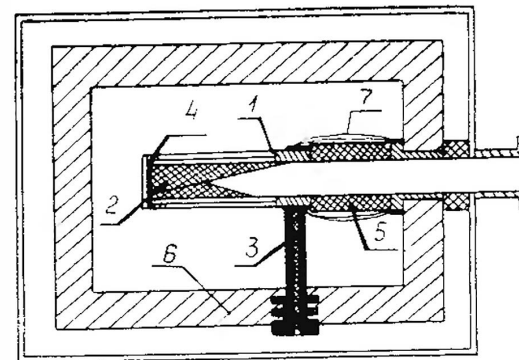


Рис. 31. Схема компенсационного калориметра.

2) систематическая погрешность вследствие неэквивалентности тепловых потерь при рассеивании с. в. ч. мощности и замещающей мощности постоянного тока;

3) систематическая погрешность вследствие неточности определения поправки на затухание в подводимом волноводном тракте;

4) случайная и систематическая погрешности вследствие рас- согласования.

Максимальная погрешность подобного калориметра, работающего в трехсантиметровом диапазоне волн, составляет  $\pm 2\%$  на уровне мощности 30—400 мвт.

Нижний уровень измеряемой мощности ограничивается возрастанием случайной погрешности прибора из-за неточности процесса балансировки. Верхний уровень равен мощности охлаждения термоэлемента.

Компенсационный калориметр постоянной температуры может быть использован и для измерений в миллиметровом диапазоне воли, так как его погрешность вследствие неэквивалентности тепловых потерь только уменьшается, а эксплуатационные качества (время измерения, габариты, вес и т. п.) улучшаются с применением волноводов меньшего сечения. Никаких принципиальных трудностей с повышением частоты не возникает.

Работа с компенсационным калориметрическим измерителем с. в. ч. мощности может быть значительно ускорена и упрощена, если шкала амперметра в цепи охлаждающего термоэлемента будет проградуирована непосредственно в единицах мощности. При этом требуется лишь однократная балансировка прибора. Однако погрешность прибора несколько возрастает.

### § 3. Термисторные и болометрические измерители мощности

В настоящее время наибольшее распространение получили термисторные измерители, несколько менее распространены болометрические измерители.

Пределы измерения термисторных измерителей мощности обычно лежат в интервале от единиц микроватт до единиц милливольт, а болометрических измерителей — от десятков или сотен микроватт до десятков или сотен милливольт, а иногда и до одного или нескольких ватт. Таким образом, они в большинстве случаев являются измерителями малой мощности.

Термисторные и болометрические измерители используются и как рабочие и как образцовые приборы, в зависимости от величины их погрешности, которая обычно лежит в пределах от  $\pm 10\%$  до  $\pm 50\%$ .

Термисторные и болометрические измерители являются измерителями поглощающего типа.

Устройства, которые обеспечивают монтаж термисторов или болометров в волноводном тракте и создают необходимые условия для наиболее полного поглощения ими с. в. ч. мощности, называются

соответственно термисторными или болометрическими головками.

Термочувствительные элементы термистора или болометра изменяют свое сопротивление с изменением их температуры, причем термисторы в рабочей части их характеристики имеют отрицательный температурный коэффициент сопротивления, а болометры — положительный.

Мостовая схема может питаться низкочастотным или постоянным током, а иногда частично тем, частично другим. В дальнейшем, говоря о токе питания моста, мы будем всегда говорить о постоянном токе, помня, что все сказанное верно и для случаев питания низкочастотным током или смешанного питания.

Измерение с. в. ч. мощности в этих приборах обычно производится методом замещения. Часть начальной мощности подогрева термистора или болометра  $P_0$  (мощности, рассеиваемой в них за счет тока питания моста), соответствующей балансу моста в отсутствие измеряемой мощности, замещается эквивалентной с. в. ч. мощностью, причем для восстановления баланса моста приходится уменьшать мощность подогрева постоянного тока до величины  $P_1$ . Ясно, что измеряемая с. в. ч. мощность при этом равна разности мощностей подогрева, соответствующих балансу мостовой схемы в отсутствие и при наличии измеряемой с. в. ч. мощности, т. е.

$$P_{\text{изм}} = P_0 - P_1.$$

Лучшие современные термисторные и болометрические мосты являются автоматическими. Баланс прибора поддерживается в них автоматически, причем после подачи мощности на шкале их индикаторного прибора, проградуированной в единицах мощности, можно отсчитать разность мощностей подогрева, равную поданной с. в. ч. мощности. Погрешность лучших автоматических термисторных мостов не превышает  $\pm (1-2)\%$ .

Принцип работы и описание мостовых схем не будет приводиться в этой книге. Желающие могут подробно ознакомиться с этими вопросами в специальной литературе.

Следует отметить, что к термисторному или болометрическому мосту обычно придается не одна, а несколько головок, работающих в различных диапазонах волн, что является несомненным преимуществом этого типа приборов и одной из причин их широкого распространения.

Схематически устройство термистора показано на рис. 32а. Его термочувствительным элементом является полупроводниковая бусинка 1 круглой или продолговатой формы (см. рис. 32б и в), которая оплавляет концы тонких (порядка нескольких десятков микрон) подводных проводов 2, припаянных к толстым вводам 3, закрепленным в стеклянном баллоне 4. Упрощенная эквивалентная схема термистора приведена на рис. 32г. Основная часть мощности рассеивается на сопротивлении  $R$  бусинки термистора, однако

некоторая ее часть рассеивается и на сопротивлении  $r$  подводящих проводов, причем за счет этой части мощности греются в основном эти провода и вводы, имеющие малый положительный температурный коэффициент сопротивления.

В зависимости от перераспределения мощности, поглощаемой в бусинке (полезной) или в проводах (мощности потерь), общее сопротивление термистора при одной и той же величине мощности, рассеиваемой на с. в. ч. или постоянном токе, оказывается различным. Так как на сверхвысокой частоте сопротивление бусинки оказывается зашунтированным элементарными емкостями, образующимися на границах отдельных кристаллов полупроводника и

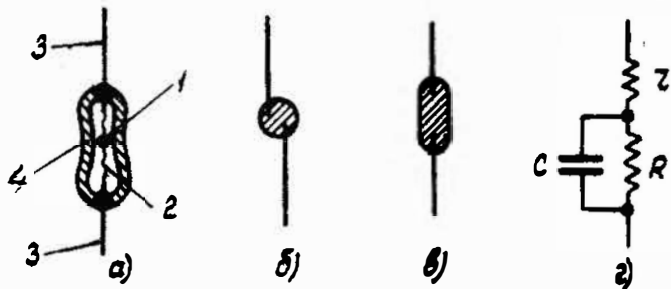


Рис. 32. Устройство и упрощенная эквивалентная схема термистора.

между подводящими проводниками (на эквивалентной схеме суммарная емкость обозначена  $c$ ), изменение сопротивления термистора при подаче с. в. ч. мощности может оказаться не равным изменению сопротивления, соответствующему подаче такой же мощности постоянного тока. Таким образом, может возникнуть неэквивалентность нагрева термистора с. в. ч. мощностью и мощностью постоянного тока, что приведет к появлению погрешности измерения. Возможно, имеются и другие причины указанной неэквивалентности.

Кроме того, с. в. ч. мощность, особенно на миллиметровых волнах, может поглощаться не только в термочувствительном элементе термистора, но и в его стеклянном баллоне, что приводит к потерям мощности и также вызывает погрешность измерения. Чтобы снизить общую погрешность измерения в термисторных головках миллиметрового диапазона, термисторы обычно монтируются без стеклянного баллона. Это удобно еще и потому, что размеры волноводов в миллиметровом диапазоне волн очень малы.

Потери с. в. ч. мощности возникают и в стенках термисторной камеры вследствие их конечной проводимости. Чтобы уменьшить погрешность в результате потерь, токонесущие поверхности термисторной головки покрываются тонким слоем металла с высокой проводимостью (например, серебрятся, золотятся, палладируются и т. п.).

Для удобства учета погрешностей из-за неэквивалентности термистора и с. в. ч. потерь введено и стало общепринятым понятие коэффициента полезного действия термисторной головки (к. п. д.).

Коэффициентом полезного действия термисторной головки называют отношение результата измерения мощности этой головкой к действительному значению мощности (в предположении абсолютно точного термисторного моста). Иногда к. п. д. выражают в процентах.

Коэффициент полезного действия термисторных головок миллиметрового диапазона волн лежит в пределах 0,3—0,6 (или 30—60%), причем, как правило, он падает с повышением частоты.

Общая погрешность термисторных измерителей мощности в большой степени зависит от погрешности, с которой известна поправка на к. п. д.

Измерение к. п. д. термисторной головки на рабочей частоте проводится путем сравнения результатов измерения одной и той же с. в. ч. мощности ею и образцовым прибором с достаточно малой погрешностью (например, образцовым калориметрическим измерителем мощности).

Погрешность лучших термисторных измерителей мощности миллиметрового диапазона с аттестованными по к. п. д. термисторными головками порядка  $\pm (10—15)\%$ .

Устройство проволочного болометра аналогично устройству термистора с той лишь разницей, что термочувствительным элементом является металлическая нить толщиной 2—3 микрона, обладающая положительным коэффициентом сопротивления. По абсолютной величине этот коэффициент примерно на порядок меньше, чем температурный коэффициент сопротивления термистора.

Меньший температурный коэффициент сопротивления и обуславливает несколько более высокий нижний предел измерения болометрических измерителей мощности (по сравнению с термисторными измерителями).

Так как плотность электромагнитного поля в области, где расположен болометр, может быть неоднородной, нагрев на с. в. ч. может быть преимущественно локальным (например, в середине нити болометра или на одном из его концов). При нагреве постоянным током происходит равномерное распределение мощности вдоль всей длины нити болометра. Кроме того, если радиус нити болометра более глубины проникновения с. в. ч. токов, ее сопротивление зависит от частоты за счет поверхностного эффекта. Поэтому и в случае ниточного болометра может иметь место неэквивалентность его параметров на с. в. ч. и постоянном токе.

Чтобы уменьшить неэквивалентность, нить болометра стремятся сделать достаточно тонкой и короткой. Однако сопротивление короткой нити оказывается значительно меньшим, чем волновое сопротивление волновода, что затрудняет согласование болометрической головки и делает ее узкополосной (согласованной лишь на

небольшом участке диапазона частот). Точно так же, как и в случае термисторной головки, к. п. д. болометрической головки зависит и от с. в. ч. потерь в ней.

Коэффициент полезного действия болометрических головок с металлической нитью обычно выше, а стабильность их параметров лучше, чем соответствующие параметры термисторной головки.

В последнее время все большее распространение получают пленочные болометры, представляющие собой тонкую (порядка долей микрона) металлическую пленку, нанесенную на подложку из изолятора (например, слюды).

Сопротивление пленки обычно выбирается около 200—400 ом на квадрат. Пленка, являясь поглощающей нагрузкой и термочувствительным элементом, обычно располагается в болометрической головке в плоскости, нормальной к осевой линии волновода. Она шунтирует волновод активным сопротивлением, близким к его волновому сопротивлению, что обеспечивает хорошее согласование болометрической головки в широком диапазоне частот.

И в случае пленочного болометра может возникать неэквивалентность нагрева пленки с. в. ч. мощностью и мощностью постоянного тока (как за счет поверхностного эффекта, так и за счет неодинакового распределения плотности поглощаемой мощности на поверхности пленки).

Конструкции термисторных и болометрических головок могут быть различными. Однако можно указать на два основных типа термисторных и болометрических головок: настраиваемые и ненастраиваемые.

В настраиваемых головках полное эквивалентное сопротивление цепи термистора (вместе с его вводами, крепящими цапгами и т. п.), на любой частоте может быть трансформировано с помощью различных согласующих устройств в активное сопротивление, равное волновому сопротивлению волновода. Другими словами, с помощью согласующего устройства на любой частоте рабочего диапазона можно скомпенсировать отражения мощности.

Конструкция ненастраиваемых головок обеспечивает в достаточно большом рабочем диапазоне частот удовлетворительное согласование, т. е. ненастраиваемые головки обычно более широкополосны, чем настраиваемые. Широкополосность такого типа головок достигается за счет взаимной компенсации дополнительных отражений, возникающих при расстройке относительно средней частоты, от поршня и от узла термистора (самого термистора, крепящих цапг и т. п.). Ненастраиваемые головки более удобны в эксплуатации и поэтому находят широкое применение в рабочих измерителях мощности.

Термисторный измеритель мощности типа ВИМ-1, выпускаемый отечественной промышленностью, является измерителем с

автоматическим мостом с прямым отсчетом, комплектуемым набором ненастраиваемых термисторных головок для работы в диапазоне волн до 8 мм. Однако к. с. в. н. широкополосных головок в рабочем диапазоне частот обычно достигает 1,7, а иногда и более, что приводит к появлению значительных погрешностей вследствие рассогласования и является совершенно недопустимым для образцовых приборов.

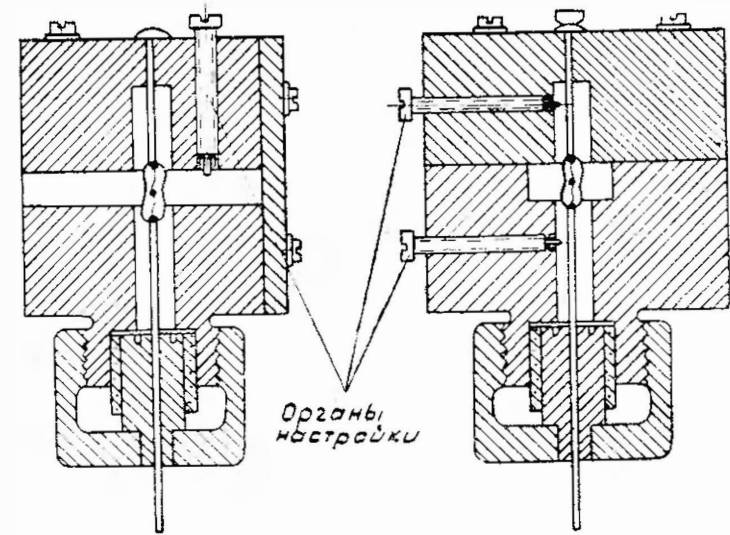


Рис. 33. Конструкция настраиваемой термисторной головки.

Поэтому в образцовых приборах обычно применяются (или во всяком случае должны применяться) настраиваемые термисторные или болометрические головки. Перед измерением мощности измерителями с настраиваемой головкой необходимо согласовать вход прибора по измерительной линии или другому прибору того же целевого назначения, пользуясь органами настройки головки. Согласование входа прибора является дополнительной сравнительно трудоемкой операцией, которую приходится проводить при каждом изменении рабочей частоты. Это обстоятельство и обуславливает ограниченное применение настраиваемых головок.

На рис. 33 приведена упрощенная схема, поясняющая устройство одного из типов настраиваемых головок, а на рис. 34 — ненастраиваемых термисторных головок. На рис. 35 дана схема головки с пленочным болометром. Головки, предназначенные для работы с ниточными болометрами, аналогичны термисторным головкам.

Хотя и принято считать, что термисторные и болометрические измерители мощности предназначены для измерения как непре-

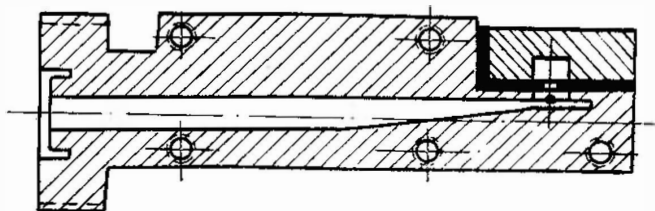


Рис. 34. Схема ненастраиваемой термисторной головки.

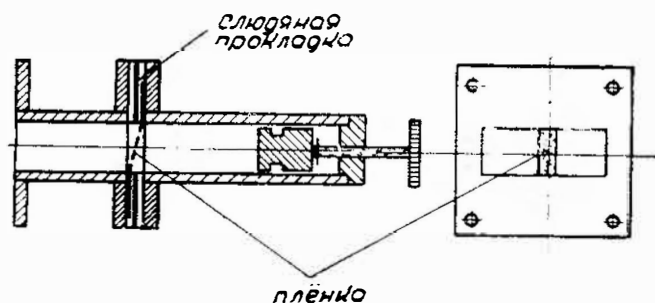


Рис. 35. Схема пленочной болометрической головки.

рывной, так и средней мощности импульсно-модулированных колебаний, последние исследования показывают, что при измерении средней мощности импульсно-модулированных колебаний могут возникать значительные дополнительные погрешности. Эти погрешности тем меньше, чем больше тепловая постоянная времени термистора. Наибольшую постоянную времени имеют термисторы типа ТШ с продолговатой сравнительно массивной бусинкой.

#### § 4. Энтракометры

Действие энтракометров, как и пленочных болометров, основано на изменении сопротивления тонкой металлической пленки под влиянием нагревания ее с. в. ч. мощностью. Однако энтракометр, в отличие от пленочного болометра, является прежде всего измерителем проходящей с. в. ч. мощности. Поглощающая пленка в нем

рассеивает не всю, а лишь обычно небольшую часть подведенной к прибору мощности, в то время как основная часть мощности поступает на выход прибора.

Чувствительный элемент (пленка) в энтракометрах монтируется по центру волновода (как и в болометрических головках), но ее размеры и сопротивление таковы, что она поглощает лишь нужную часть мощности, являясь как бы полупрозрачной для распространяющихся по волноводу волн.

Часть с. в. ч. мощности, поглощенная в пленке, вызывает ее нагрев и поэтому может быть измерена таким же образом, как и в случае болометрических измерителей мощности.

Соотношение между поглощенной частью мощности и мощностью, прошедшей через прибор на его выход, может быть измерено на рабочей частоте как затухание с. в. ч. мощности методами, применяющимися для измерения затухания ослабителей (см. гл. IV).

Следовательно, мощность на выходе прибора (или на его входе) может быть рассчитана по данным измерения поглощенной части мощности с учетом градуировочного коэффициента, характеризующего энтракометр как ослабитель, т. е. вычисленного по данным измерения затухания.

Конечно, это не единственный способ градуировки и зачастую энтракометры градуируются по более точным образцовым приборам на рабочей частоте.

Энтракометрам присущи все погрешности, характерные для пленочных болометрических измерителей мощности, и, кроме того, следующие дополнительные погрешности:

1. Если энтракометр градуирован методом измерения затухания, то погрешность измерения затухания при градуировке прибора становится его систематической погрешностью.

2. Если поглощающая пленка (при любом методе градуировки) имеет размер вдоль волновода значительно меньший, чем половина длины волны, то возникает дополнительная погрешность за счет отражений от прибора, включенного на выход энтракометра. Появление этой погрешности обязано различной возможной амплитуде электромагнитной волны в месте, где расположена поглощающая пленка (минимум или максимум распределения амплитуды).

Таким образом, погрешность энтракометра может превышать погрешность соответствующего болометрического измерителя, однако несомненным преимуществом является то, что энтракометр — измеритель проходящей мощности.

При применении энтракометров, как и пленочных болометров, требуются тщательные меры предосторожности для уменьшения влияния изменений температуры окружающей среды. Поэтому у некоторых типов энтракометров в высокочастотной головке мон-

тируется пара металлических пленок, имеющих одинаковые температурные коэффициенты. Одна пленка подвергается воздействию высокочастотной мощности, а другая монтируется вдоль стенки волновода вне с. в. ч. поля. Таким образом, на обе пленки одинаково действуют изменения окружающей температуры, и, если пленки соответствующим образом включены в схему моста, условия баланса изменяться не будут. Обе пленки составляют два плеча мостовой схемы, выход с которых усиливается и подается на индикатор. Прибор в данном случае калибруется подачей известной мощности на активную пленку.

Изготовленные по этому принципу энтракометры, согласно данным фирмы-изготовителя, могут применяться для измерения мощности от 1 до 100 мвт в диапазоне 35 000 Мгц с погрешностью 2—3%.

### § 5. Применение пондеромоторного действия электромагнитных волн для измерения с. в. ч. мощности

Еще Максвелл, развивая основные положения электромагнитной теории, указывал на наличие давления электромагнитной волны на отражающую поверхность. Экспериментально наличие светового давления было доказано замечательными опытами П. Н. Лебедева.

Но лишь спустя шестьдесят лет это явление нашло себе применение для измерения мощности электромагнитных волн на сверхвысоких частотах. За последние пять-шесть лет в советской и иностранной литературе появились сообщения о разработке новых измерителей с. в. ч. мощности, работающих на принципе пондеромоторного (механического) действия электромагнитных волн на отражающую поверхность или стенки с. в. ч. тракта.

Известные в настоящее время пондеромоторные измерители с. в. ч. мощности можно отнести к одному из следующих двух типов:

а) измерители, основанные на давлении электромагнитных волн на стенки волновода, коаксиальной линии или объемного резонатора;

б) измерители, основанные на давлении электромагнитных волн на отражающий элемент, помещенный в волноводе или объемном резонаторе.

Пондеромоторные измерители мощности являются в большинстве случаев измерителями проходящей с. в. ч. мощности. Они обычно являются измерителями средней или большой мощности, однако, имеются отечественные разработки пондеромоторных измерителей мощности трехсантиметрового диапазона волн с нижним пределом измерения мощности порядка нескольких милливольт.

Измерители, основанные на давлении электромагнитного поля, применяются для измерения как мощности непрерывных, так и средней мощности импульсно-модулированных с. в. ч. колебаний. Зачастую они используются как абсолютные измерители мощности.

Рассмотрим теоретические соотношения между давлением электромагнитных волн и с. в. ч. мощностью.

Для случая давления электромагнитных волн на стенки волновода, коаксиальной линии или объемного резонатора это соотношение имеет следующий вид.

Величина среднего за период давления, испытываемого горизонтальной и вертикальной стенками прямоугольного волновода, при распространении в нем волны типа  $H_{10}$  определяется выражениями:

$$F_{\text{гор}} = \frac{P \cdot \cos^2 \vartheta}{c \cdot \sin \vartheta \cdot a \cdot b} \cos \left( \frac{2\pi x}{a} \right) \frac{\text{НЬЮТОН}}{\text{М}^2}, \quad (3.4)$$

$$F_{\text{верт}} = \frac{P \cdot \cos^2 \vartheta}{c \sin \vartheta \cdot a \cdot b} \frac{\text{НЬЮТОН}}{\text{М}^2}, \quad (3.5)$$

где  $P$  — среднее значение мощности в ваттах;  
 $c$  — скорость света в свободном пространстве в м/сек;  
 $a$  — ширина волновода в метрах;  
 $b$  — высота волновода в метрах;  
 $\vartheta$  — угол падения плоской волны на боковую поверхность волновода;

$$\sin \vartheta = \sqrt{1 - \left( \frac{f_{\text{кр}}}{f} \right)^2}.$$

Из приведенных выражений следует, что при прочих равных условиях величина давления обратно пропорциональна площади поперечного сечения волновода.

Поэтому в диапазоне миллиметровых волн достижимы большие значения пондеромоторных сил по сравнению с диапазоном сантиметровых волн при одном и том же значении мощности, передаваемой по волноводу.

На рис. 36 приведено распределение среднего за период давления на стенках волновода. Давление на вертикальные стенки обусловлено магнитным полем в волноводе, направлено всегда наружу. Давление на горизонтальные стенки изменяет направление. В центре стенки давление направлено внутрь, по краям — наружу.

Величина пондеромоторного действия электромагнитного поля на стенки коаксиальной линии определяется из выражения:

$$F_E = \frac{5P}{6\pi r^2} \lg \frac{r_0}{r} \cdot 10^{-9} \frac{\text{НЬЮТОН}}{\text{М}^2}, \quad (3.6)$$

где  $P$  — мощность в ваттах;

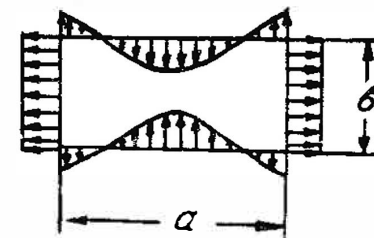


Рис. 36. Распределение среднего за период давления на стенки прямоугольного волновода при волне  $H_{10}$ .

$r$  — радиус внутреннего проводника коаксиальной линии в метрах;  
 $r_0$  — внутренний радиус наружного проводника коаксиальной линии.

Следует указать, что выражение (3.6) дает значение давления, вызываемого только электрической составляющей поля. Давление, вызываемое магнитной составляющей поля, равно:

$$F_H = -F_E.$$

Пондеромоторная сила, действующая на короткозамыкающий поршень в боковом плече Т-образного волноводного соединения, может быть выражена:

$$F = \frac{P}{2c} \cdot \frac{\lambda}{\lambda_b} \cdot \frac{1}{k}, \quad (3.7)$$

где  $P$  — мощность, передаваемая по волноводу, в ваттах;  
 $c$  — скорость света в свободном пространстве в м/сек;  
 $\lambda$  и  $\lambda_b$  — длина волны в свободном пространстве и волноводе в метрах;  
 $k$  — коэффициент, зависящий от положения поршня. Он может быть вычислен, либо измерен [47].

Если используется схема Т-образного соединения, причем применяется скомпенсированный тройник, то  $k = 1$  и

$$F = \frac{P}{2c} \cdot \frac{\lambda}{\lambda_b}. \quad (3.8)$$

Для случая давления электромагнитных волн на отражающий чувствительный элемент (отрезок прямолинейного провода или пластинку), подвешенный внутри волновода или объемного резонатора, установлены теоретические соотношения между вращающим моментом, действующим на чувствительный элемент, и напряженностью поля или с. в. ч. мощностью.

Для отрезка прямолинейного провода длиной  $l = \frac{\lambda}{2}$  зависи-

мость между вращающим моментом и напряженностью поля для несимметричной подвески определяется формулой

$$M = \frac{E^2 \lambda^2 h}{440 c}, \quad (3.9)$$

где  $h$  — расстояние от середины провода до оси вращения.

Для пластины, подвешенной в волноводе, зависимость между вращающим моментом и мощностью может быть выражена формулой

$$M = \frac{P}{2c} \cdot \frac{\lambda}{\lambda_b} \cdot \frac{\partial b}{\partial \vartheta}, \quad (3.10)$$

где  $\lambda$  и  $\lambda_b$  — длина волны в свободном пространстве и волноводе соответственно;

$b$  — шунтирующая проводимость, вызываемая элементом;  
 $\vartheta$  — угол поворота пластинки.

Величина  $\frac{\partial b}{\partial \vartheta}$  может быть рассчитана для данной формы элемента либо измерена [48].

## § 6. Пондеромоторные измерители мощности, основанные на давлении электромагнитных волн на стенки волновода, коаксиальной линии или объемного резонатора

Рассмотрим устройство и действие пондеромоторных измерителей с. в. ч. мощности, в которых используется давление электромагнитных волн на стенки волновода, коаксиальной линии или объемного резонатора.

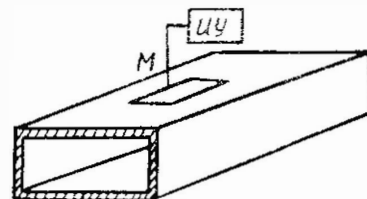


Рис. 37. Мембрана (М) в широкой стенке волновода. ИУ — индикаторное устройство.

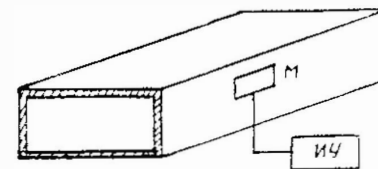


Рис. 38. Мембрана в узкой стенке волновода.

Пондеромоторные измерители мощности состоят из двух основных частей: 1) мембраны, на которую воздействует электромагнитная волна (М), 2) индикаторного устройства, с помощью которого определяется смещение мембраны, пропорциональное величине измеряемой мощности (ИУ).

На рис. 37 приведена схема устройства, в котором используется механическая сила, действующая на стенки волновода при прохождении по нему электромагнитной энергии. Эта сила вызывает смещение мембраны, смонтированной в стенку волновода так, чтобы она не вносила значительных неоднородностей. Смещение мембраны воздействует на индикаторное устройство и является мерой проходящей по волноводу мощности.

На рис. 38 приведена другая схема прибора. Она отличается только тем, что мембрана монтируется не на широкой стенке волновода, а на узкой.

Сила, вызывающая смещение мембраны, в первой схеме направлена внутрь волновода, а во второй — во внешнее пространство.

На рис. 39 показана схема широкополосного измерителя мощ-

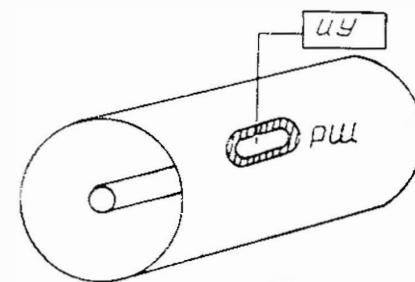


Рис. 39. Мембрана в коаксиальной линии.



ности. В этом приборе используется коаксиальная линия. Поскольку при данной мощности напряженность поля в коаксиальной линии не зависит от частоты, то и величина пондеромоторной силы также не будет зависеть от частоты.

Мембрана в коаксиальных измерителях крепится с помощью резиновой шайбы РШ. Наличие резиновой шайбы создает разрыв тока и приводит к тому, что сила пондеромоторного воздействия, обусловленная магнитной составляющей поля, будет равна нулю.

Таким образом, мембрана будет работать только под воздействием сил электрического поля. В противном случае результирующее действие пондеромоторных сил было бы равно нулю.

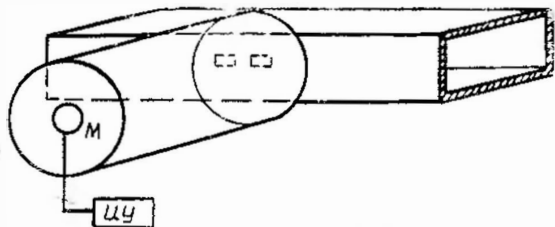


Рис. 40. Мембрана в стенке объемного резонатора, присоединенного к волноводу.

На рис. 40 приведена схема прибора, в котором мембрана устанавливается на стенке объемного резонатора, который связан с волноводным трактом при помощи элемента связи. Пондеромоторное воздействие электромагнитного поля на стенки резонатора пропорционально плотности энергии. В случае настройки объемного резонатора в резонанс пондеромоторное воздействие будет максимальным. Таким образом, подобные измерители, хотя и имеют значительно большую чувствительность, являются узкополосными системами. Другим их недостатком является необходимость в точном определении коэффициента передачи мощности от основного тракта к резонатору, что существенно повышает погрешность при использовании их в качестве абсолютных измерителей.

Выбор мембраны имеет решающее значение. Заделка мембраны в волновод не должна существенно влиять на распределение электромагнитного поля в волноводе. Поэтому большое внимание следует уделять выбору размеров мембраны и ее конструктивному выполнению.

В некоторых случаях при измерении мощности в импульсных режимах с целью повышения чувствительности измерителя мощности собственную частоту мембраны целесообразно выбирать равной частоте следования импульсов. Многочисленные исследования мембран различной конструкции (гофрированные, плоские, язычковые и др.) показали, что наиболее чувствительной является мембрана, закрепленная с одной стороны, — язычкового типа (ЯМ), схематически показанная на рис. 41.

Недостатком мембраны язычкового типа является излучение через щели. Поэтому для точных измерений мощностей необходимо использовать мембрану, закрепленную со всех сторон (рис. 42). Индикаторное устройство должно обеспечивать измерение малых механических перемещений. На рис. 43 приведена схема и конструкция индикаторного устройства с кварцевой пластинкой.

Кварцевая пластинка посеребрена с наружной и внутренней сторон. Внутренняя металлизированная поверхность кварцевой пластинки заменяет металлическую стенку волновода.

Преимущество данной схемы заключается в том, что здесь отсутствует мембрана, а электромагнитное поле воздействует непосредственно на пьезокварцевую пластинку.

На рис. 44 показана схема индикаторного устройства с емкостным датчиком, применяемая для измерения импульсной мощности.

Применение в схеме с емкостным датчиком катодный повторитель, можно получить значительную чувствительность устройства. Такие схемы могут быть использованы при измерениях относительно малых мощностей порядка  $10^{-2}$  ватт.

Верхний предел измеряемой мощности с помощью измерителей мощности, основанных на давлении электромагнитных волн на стенки волновода, коаксиальной линии или резонатора, практически органичен лишь снижением электрической прочности линии, причем с увеличением мощности точность измерений возрастает. Пробивная мощность в ваттах для однородного прямоугольного волновода

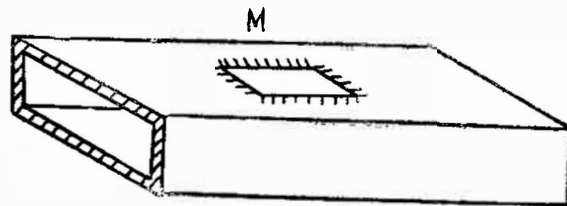


Рис. 42. Мембрана, закрепленная со всех сторон. определяется следующим выражением:

$$P_{\text{макс}} = E^2_{\text{проб}} \cdot 6,63 \cdot 10^{-4} ab \left( \frac{\lambda}{\lambda_B} \right), \quad (3.11)$$

где  $E_{\text{проб}}$  — пробивная напряженность электрического поля в в/м;  $a$  и  $b$  — размеры поперечного сечения прямоугольного волновода в м;

$\lambda$  и  $\lambda_B$  — длина волны в свободном пространстве и волноводе соответственно.

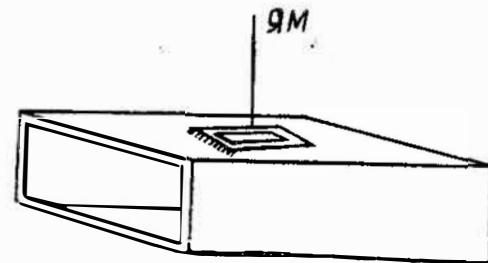


Рис. 41. Мембрана язычкового типа.

Пробивная напряженность электрического поля на частотах миллиметрового диапазона составляет  $E_{\text{проб}} \approx 2,5 \cdot 10^3$  в/мм.

Нижний предел измеряемой мощности при применении кварцевой пластинки составляет 40—50 квт в импульсе, что соответствует средней мощности в 40—50 ватт.

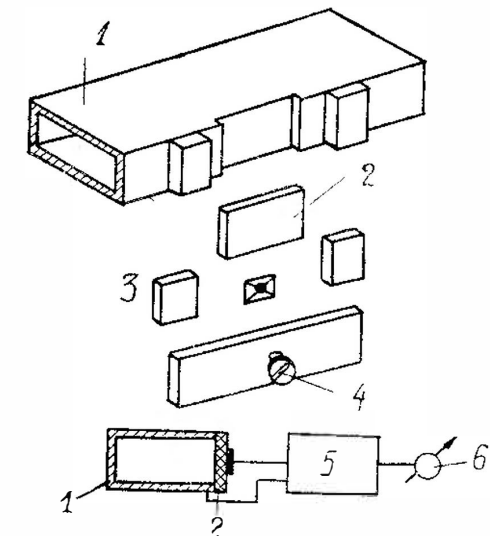


Рис. 43. Схема и конструкция индикаторного устройства с пьезокварцевой пластинкой.

1. Отрезок волновода. 2. Кварцевая п. пластинка. 3. Детали прижимного устройства. 4. Прижимной винт. 5. Усилитель. 6. Ламповый вольтметр.

стические шумы, наводки на измерительные цепи индикаторного прибора от посторонних полей, вариация индикаторного устройства и т. п.

Систематические погрешности измерителя обуславливаются в основном отражениями от нагрузки, включенной на выход измерителя, искажениями поля ввиду наличия мембраны, неточностью размеров поперечного сечения волновода или коаксиальной линии, систематическими погрешностями индикаторного устройства и т. п.

Однако некоторые из приведенных основных

При использовании сегнетового биморфного элемента и упругой диафрагмы нижний предел измеряемой средней мощности снижается до ватта и даже до долей ватта.

При измерениях малых мощностей индикаторное устройство становится сложным и громоздким. Пондеромоторные ваттметры такого типа, как правило, применяются для измерения больших мощностей.

Пондеромоторным измерителям мощностей присущи как случайные, так и систематические погрешности.

Основными источниками случайных погрешностей являются механические вибрации волновода и аку-

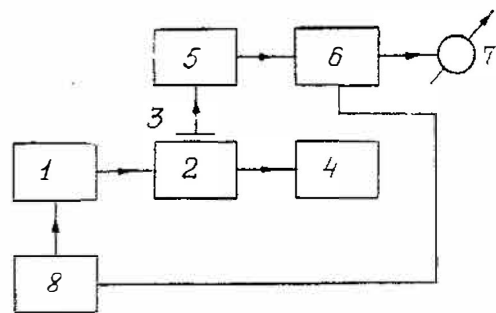


Рис. 44. Блок-схема измерений импульсной мощности индикаторным устройством с емкостным датчиком.

1. Генератор. 2. Отрезок волновода. 3. Емкостный датчик. 4. Нагрузка. 5. Усилитель. 6. Синхронный детектор. 7. Ламповый вольтметр. 8. Модулятор.

источников систематических погрешностей имеются лишь при использовании прибора в качестве абсолютного измерителя. Погрешность известных измерителей такого типа обычно лежит в пределах 5—15%, если на выходе измерителя включена согласованная нагрузка. При наличии в тракте отражений погрешность резко возрастает.

При длине мембраны, равной половине длины волны в волноводе, зависимость давления от коэффициента отражения нагрузки определяется выражением:

$$F_{\text{верт}} = \frac{P \cos^2 \vartheta}{c \sin \vartheta \cdot ab} \frac{1 + |\rho|^2}{1 - |\rho|^2}, \quad (3.12)$$

где  $\rho$  — коэффициент отражения нагрузки;  
 $\vartheta$  — угол падения плоской волны на боковую поверхность волновода.

Систематическая погрешность подобных измерителей может быть значительно меньшей, если приборы не будут использоваться как абсолютные, а будут градуированы по более точным, образцовым приборам (например, калориметрическим измерителям). В этом случае их систематическая погрешность будет в значительной степени исключена, а неисключенный остаток систематической погрешности будет в основном определяться погрешностью градуировки и погрешностью вследствие рассогласования.

## § 7. Пондеромоторные измерители мощности, основанные на давлении электромагнитных волн на отражающие элементы, введенные внутрь волновода или объемного резонатора

Рассмотрим схемы пондеромоторных измерителей мощности, использующих механическое действие электромагнитных волн на препятствие, введенное в волновод или резонатор.

На рис. 45 приведена схема прибора, в котором используется пондеромоторное действие электромагнитного поля в волноводе на подвешенный на кварцевой нити отрезок тонкого провода. Провод подвешивается под таким углом к плоскости сечения волновода, чтобы обеспечить максимальную чувствительность прибора. Теоретический анализ показывает, что угол поворота под влиянием проходящей мощности пропорционален величине мощности.

На рис. 46 приведена другая схема измерителя мощности.

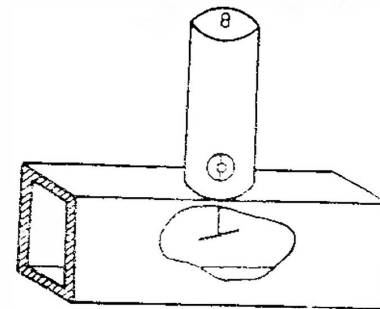


Рис. 45. Схема пондеромоторного измерителя мощности с отрезком провода в волноводе.

Она отличается от предыдущей тем, что здесь применяется несимметричный провод из стекла, половина поверхности которого покрыта тонким слоем меди. Угол поворота подвески, как и в предыдущем случае, регистрируется с помощью схемы, включающей в себя освещенную

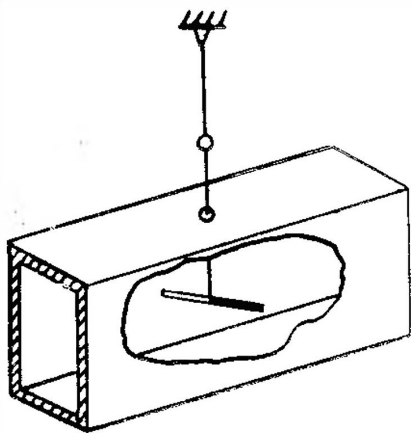


Рис. 46. Схема пндеромоторного измерения мощности с несимметричным чувствительным элементом.

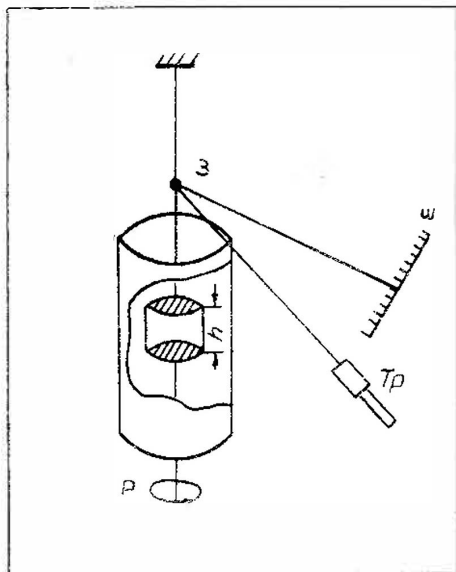
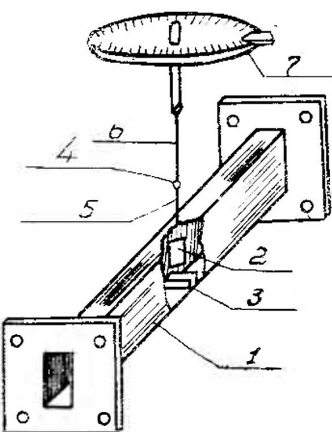


Рис. 47. Схема прибора для измерения мощности электромагнитных волн, поляризованных по кругу.

шкалу, зеркальце и зрительную трубу. На рис. 47 показана схема прибора для измерения мощности электромагнитных волн, поляризованных по кругу. На пути волны, распространяющейся вдоль волновода, помещается легкая металлическая решетка, подвешенная на крутильных весах и состоящая из двух решеток, расстояние между которыми  $h = \lambda/4$ . Для данного расстояния прибор имеет наибольшую чувствительность. Под действием электромагнитных волн, поляризованных по кругу, решетка отклоняется и закручивает нить крутильных весов. Схема позволяет не только измерить величину проходящей мощности, но и непосредственно определять направление вращения электромагнитного поля при круговой поляризации.

Рис. 48. Схема пндеромоторного ваттметра для абсолютных измерений мощности.

На рис. 48 показана схема прибора, нашедшего наиболее широкое



применение для абсолютных измерений мощности на сантиметровых и миллиметровых волнах. Тонкая посеребренная прямоугольная пластинка 2, укрепленная на стерженьке 5, подвешена на кварцевой нити 6 в волноводе 1. Поворот зеркала 4 измеряется крутильной головкой 7. Индуктивные диафрагмы 3 применяются для компенсации неоднородности, вносимой в волновод пластинкой.

Под влиянием проходящей мощности пластинка поворачивается на угол, пропорциональный величине мощности.

На рис. 49 изображена схема прибора, использующего в качестве подвески рамку из тонкой фольги. Подвеска крепится на растяжках в виде двух тонких кварцевых нитей. При таком оформлении прибор пригоден лишь для относительных измерений мощности и требует калибровки по эталонным измерителям мощности.

На рис. 50 даны различные формы чувствительных элементов, подвешиваемых в волноводе или объемном резонаторе. Чувствительный элемент должен обеспечить максимальный вращающий момент при заданной мощности, проходящей по волно-

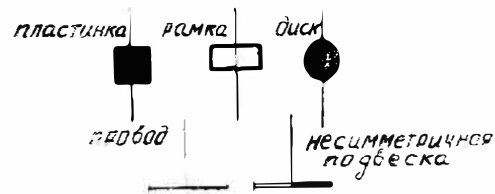


Рис. 50. Чувствительные элементы для пндеромоторных измерителей мощности.

ный элемент должен иметь хорошую поверхностную проводимость, для чего он обычно серебрится.

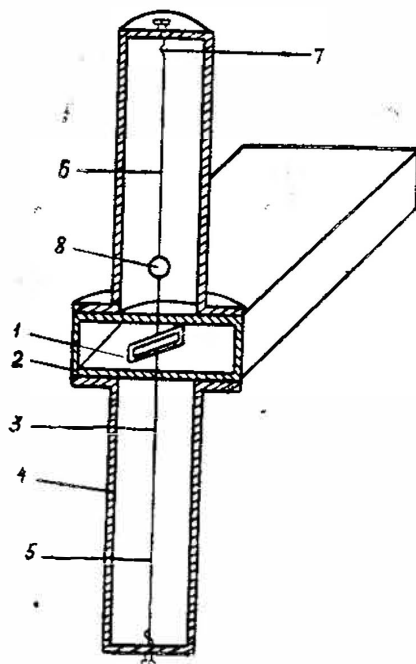


Рис. 49. Схема пндеромоторного ваттметра для относительных измерений мощности.

1. Чувствительный элемент 2. Волновод 3. Зеркало 4. Трубка 5. Кварцевая нить 7. Крутильная головка.

воду. Можно показать, что вращающий момент прямо пропорционален мощности, отраженной от элемента. Однако большие размеры чувствительного элемента приводят к большей неоднородности в волноводе и трудностям, связанным с необходимостью согласования. Форма и размеры чувствительных элементов подбираются экспериментально в каждом отдельном случае. Чувствительный элемент должен иметь хорошую поверхностную проводимость, для чего он обычно серебрится.

Чувствительный элемент и зеркальце, регистрирующее угол поворота элемента, крепятся обычно на кварцевом стерженьке, который подвешивается на тонкой кварцевой нити. Другой конец нити крепится к оси крутильных весов.

Немалое значение имеет чувствительность крутильных весов. Известно, что она определяется соотношением

$$\varphi = \frac{M}{\delta},$$

где  $\varphi$  — угол поворота подвески;

$M$  — вращающий момент;

$\delta$  — удельный момент кручения нити.

При данном вращающем моменте угол поворота подвески будет тем больше, чем меньше удельный момент кручения. Малый удельный момент кручения достигается выбором тонкой (порядка 5—10 микрон) и длинной (порядка 10 см) нити.

Однако очень малая жесткость нити, делающая возможным измерение мощности порядка единиц милливольт, приводит к трудностям при измерениях. Малая жесткость нити приводит к большому периоду собственных колебаний подвески, что увеличивает время установления показаний. Известно, что период колебания определяется выражением

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{I}{\delta}},$$

где  $I$  — момент инерции подвески относительно оси вращения.

Считается, что период колебаний подвески не должен превышать 10 секунд.

Использование тонких нитей связано с сильным влиянием внешних вибраций. Влияние внешних вибраций при измерении мощности может быть сведено к минимуму, если применить хорошо амортизированный стол. Однако это обстоятельство делает прибор исключительно лабораторным, мало пригодным для работы в цеховых и полевых условиях. Использование в приборе более толстых и коротких нитей уменьшает влияние вибраций, но уменьшает и его чувствительность.

Индикаторное устройство, как правило, представляет собой оптическую систему, применяемую обычно в гальванометрах.

На рис. 51 и 52 для примера приведены некоторые схемы подобных индикаторных устройств.

На рис. 51 и 52 для примера приведены некоторые схемы подобных индикаторных устройств.

На рис. 51 и 52 для примера приведены некоторые схемы подобных индикаторных устройств.

Градуировка измерителя мощности описываемого типа (как абсолютного измерителя) включает два этапа: механическую калибровку и электрическую калибровку. Механическая градуировка состоит в определении коэффициента пропорциональности между вращающим моментом и углом отклонения чувствительного элемента, т. е. определение удельного момента кручения нити  $\delta$ .

Определение  $\delta$  производится следующим образом. Подвеска прибора отклоняется на некоторый угол, затем наблюдаются ее свободные колебания. С помощью индикаторного устройства

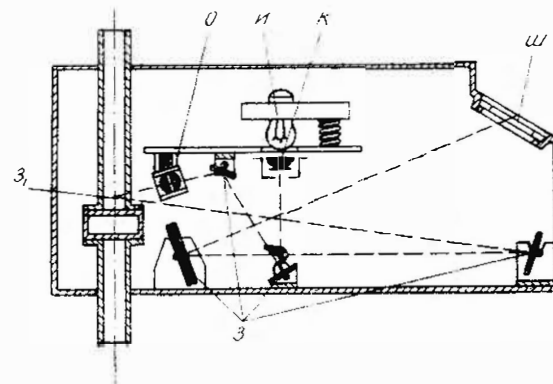


Рис. 52. Конструкция индикаторного устройства для переносного пндеромоторного измерителя мощности.

И — источник света; К — конденсатор и диафрагма; О — объектив; З — зеркала; З<sub>1</sub> — подвижное зеркальце Ш — шкала.

отсчитывается период колебания  $T$  и амплитуды  $\theta_1$  и  $\theta_2$ , разделенные во времени периодом (рис. 53). Затем по формуле

$$\delta = \left[ 4\pi^2 + \left( \ln \frac{\theta_1}{\theta_2} \right)^2 \right] \frac{I}{T^2}, \quad (3.13)$$

где  $I$  — момент инерции подвески, определяется величиной  $\delta$ .

Момент инерции подвески относительно оси вращения должен быть предварительно подсчитан. Момент инерции для стержня длиной  $l$  определяется формулой

$$I = \frac{ml^2}{12},$$

где  $m$  — масса провода.

Момент инерции тонкой прямоугольной пластинки шириной  $l$ , равен

$$I = \frac{ml^2}{12},$$

где  $m$  — масса пластинки.

Для тонкого диска радиуса  $r$

$$I = \frac{\pi r^2}{4}$$

Величина  $\delta$  при очень тщательных измерениях может быть определена таким способом с погрешностью менее 1,5—2%.

Электрическая градуировка состоит в определении коэффициента пропорциональности между вращающим моментом и мощностью. Существует два способа электрической калибровки: расчетный и экспериментальный.

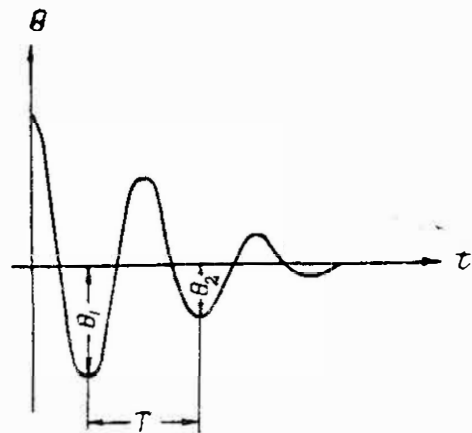


Рис. 53. График колебаний при механической градуировке чувствительного элемента пндеромоторного измерителя мощности.

как и без него. Поэтому теоретическими зависимостями следует пользоваться с определенной осторожностью, с учетом условий, при которых они были получены.

Более надежным методом электрической калибровки является экспериментальный метод, предложенный в работах Каллена [47, 48].

Согласно этому методу, сомножитель  $\left(\frac{\partial x_1}{\partial \vartheta} + \frac{\partial x_2}{\partial \vartheta}\right)$  в выражении для крутящего момента

$$M = \frac{P}{2c} \cdot \frac{\lambda}{\lambda_b} \left(\frac{\partial x_1}{\partial \vartheta} + \frac{\partial x_2}{\partial \vartheta}\right), \quad (3.14)$$

где  $P$  — мощность, проходящая по волноводу в нагрузку;  
 $\lambda$  и  $\lambda_b$  — длина волны в свободном пространстве и волноводе;  
 $c$  — скорость света в свободном пространстве;  
 $\vartheta$  — угол поворота чувствительного элемента;

$x_1$  и  $x_2$  — пояснены ниже, — определяется экспериментально следующим образом.

Между измерителем мощности 5 и генератором 1 включается измерительная линия 3 (рис. 54). На выходе измерителя мощности присоединяется короткозамыкающий поршень 6. С помощью измерительной линии определяется положение узла стоячей волны. Затем постепенно поворачивается чувствительный элемент с помощью крутильной головки. При этом положение минимума стоячей волны изменяется. С помощью короткозамыкающего поршня минимум восстанавливается в первоначальное положение.

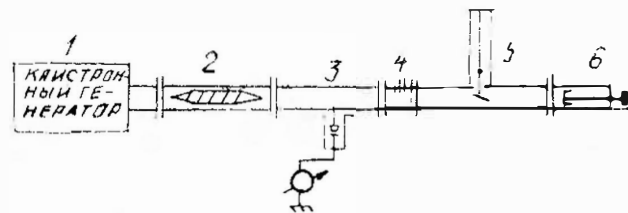


Рис. 54. Блок-схема при градуировке пндеромоторного измерителя мощности.

1. Генератор. 2. Ослабитель. 3. Измерительная линия. 4. Согласующий трансформатор. 5. Пндеромоторный ваттметр. 6. Короткозамыкающий поршень.

Таким образом снимается зависимость смещения  $x_1$  короткозамыкающего поршня в функции от угла поворота  $\vartheta$  чувствительного элемента при неизменном положении узла стоячей волны.

Далее снимается подобная зависимость при смещении короткозамыкающего поршня на величину  $\frac{\lambda_b}{4}$ . По кривым  $x_1 = \varphi(\vartheta)$  и  $x_2 = \varphi(\vartheta)$  определяются величины  $\frac{\partial x_1}{\partial \vartheta}$  и  $\frac{\partial x_2}{\partial \vartheta}$  в точке  $\vartheta = \vartheta_0$  (исходное положение элемента). При очень тщательном эксперименте обычно удается ошибку в определении  $\left(\frac{\partial x_1}{\partial \vartheta} + \frac{\partial x_2}{\partial \vartheta}\right)$  сделать менее 0,1%.

Верхний предел измеряемой мощности у ваттметров этого типа определяется электрической прочностью промежутка между чувствительным элементом и стенкой волновода. Очевидно, что этот предел значительно ниже, чем у ваттметров, основанных на давлении электромагнитных волн на стенки волновода.

Нижний предел измеряемых мощностей определяется броуновским молекулярным движением. Недостатком пндеромоторных ваттметров этого типа является большая погрешность показаний, связанная с рассогласованием в выходном плече прибора.

Погрешность показаний прибора, связанная с рассогласованием, может быть выражена формулой

$$\frac{\Delta P_{\max}}{P} = (\kappa \cdot \text{с. в. н.} - 1) 100\%.$$

Из приведенной зависимости вытекает, что уже при к. с. в. н. = 1,1

$$\frac{\Delta P_{\max}}{P} = \pm 10\%$$

Поэтому устранение погрешности, связанной с рассогласованием на выходе измерителя, является важной задачей.

Можно указать на несколько способов уменьшения этой погрешности, не говоря о тщательном согласовании нагрузки, что принципиально не всегда осуществимо.

Первый способ состоит в определении  $\left(\frac{\partial x_1}{\partial \theta} + \frac{\partial x_2}{\partial \theta}\right)$  с учетом к. с. в. н. нагрузки при калибровке. Однако для этого необходимо знать коэффициент отражения нагрузки как по величине, так и по фазе, и воспроизводить его при калибровке прибора, что практически невозможно сделать, если прибор используется для работы с различными нагрузками.

Второй способ состоит в применении в выходном плече фазовращателя 4, имеющего переменный сдвиг не менее  $\frac{\lambda_B}{2}$  (рис. 55).

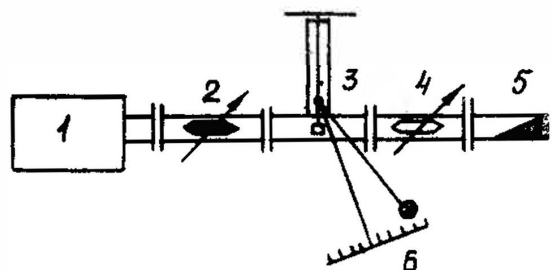


Рис. 55. Блок-схема измерений пондеромоторным ваттметром с фазовращателем.

1. Генератор. 2. Ослабитель. 3. Пондеромоторный ваттметр. 4. Фазовращатель. 5. Нагрузка. 6. Шкала и источник света.

Вращая ручку фазовращателя, добиваются максимальных показаний измерителя мощности —  $\vartheta_{\max}$ , а затем минимальных показаний —  $\vartheta_{\min}$ . Показание, соответствующее проходящей мощности, будет равно

$$\vartheta_{\text{пр}} = \frac{1}{2} \left[ \frac{\vartheta_{\max} + \vartheta_{\min}}{2} + \sqrt{\vartheta_{\max} \cdot \vartheta_{\min}} \right] \quad (3.15)$$

Наиболее простым способом значительного уменьшения погрешностей рассогласования является применение в качестве чувствительного элемента двух пластин, отстоящих друг от друга на расстоянии, равном  $\frac{\lambda}{4}$ .

Суммарный момент, действующий на две пластины, можно представить в виде:

$$M = 2\alpha E^2 (1 + |\rho|^2),$$

где  $E$  — напряженность электрического поля падающей волны;  
 $\rho$  — коэффициент отражения;  
 $\alpha$  — коэффициент пропорциональности.

При малых коэффициентах отражения  $M \approx 2\alpha E^2$ , т. е. вращающий момент в этом случае не зависит от нагрузки. Так, при к.с.в.н. нагрузки, равном 1,1, погрешность вследствие рассогласования составит всего 0,2%.

Применение подвески из двух пластин требует изменения конструкции прибора. Схема пондеромоторного измерителя мощности с двумя пластинами приведена на рис. 56. Здесь: 1 — волновод; 2 — пластины; 3 — зеркальце; 4 — кварцевый стерженек; 5 — крутильная головка; 6 — кварцевая нить; 7 — источник света; 8 — шкала.

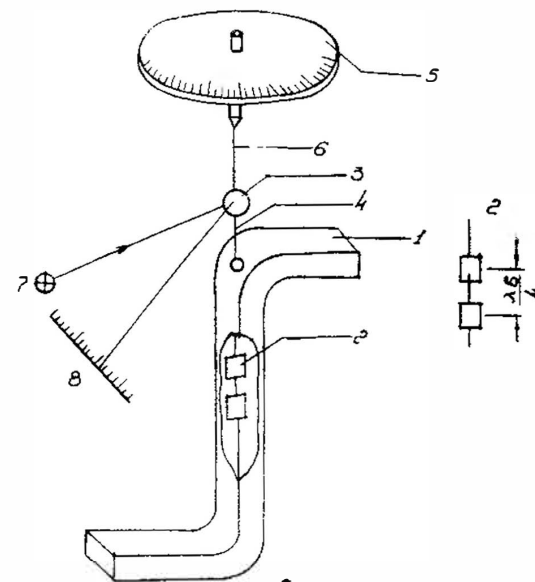


Рис. 56. Схема пондеромоторного ваттметра с двумя чувствительными элементами.

Для устранения погрешности, связанной с рассогласованием, можно использовать также вентиляльные схемы с ферритами (циркуляторы), однако они не получили еще широкого распространения в измерительной технике.

Для измерения мощности в широком диапазоне частот требуется электрическая калибровка пондеромоторного измерителя на ряде частот. Следует сказать, что при изменении частоты в пределах  $\pm 10\%$  калибровочный коэффициент изменяется на величину порядка 1% (в трехсантиметровом диапазоне волн).

## Г Л А В А IV

### ИЗМЕРЕНИЕ ОСЛАБЛЕНИЯ. ДЕЛЕНИЕ МОЩНОСТИ

При проведении радиоизмерений в миллиметровом диапазоне волн большую роль играют приборы, позволяющие уменьшить в требуемое количество раз мощность, передающуюся по волноводному тракту, направить ее в нужном соотношении по двум или нескольким разветвлениям волноводного тракта, а также направить по одному каналу мощность от нескольких источников.

Для первой цели служат ослабители (аттенюаторы), для второй и третьей — направленные ответвители и волноводные тройники.

#### § 1. Ослабители (аттенюаторы)

По принципу действия ослабители подразделяются на два типа: поглощающие и предельные. Конструктивно оба типа ослабителей могут быть осуществлены либо в виде переменных, либо в виде фиксированных:

Ослабитель любого типа характеризуется следующими основными параметрами:

1. Рабочим диапазоном частот (волн).
2. Вносимым в тракт ослаблением (затуханием).

Ослабление выражается в децибелах согласно следующей формуле:

$$A = 10 \lg \frac{P_0}{P_1} \quad (4.1)$$

где  $A$  — ослабление в децибелах;

$P_0$  — мощность до ослабителя;

$P_1$  — мощность после ослабителя.

3. Начальным ослаблением. Начальное ослабление определяется для переменных ослабителей, чтобы характеризовать минимальную величину ослабления, вносимого в тракт. Этот параметр важен потому, что ряд методов градуировки ослабителей (см. ниже) не позволяет определить непосредственно величину началь-

ного ослабления, которое, например для измерений мощности, необходимо знать.

4. Максимальной рассеиваемой мощностью.

5. К. с. в. н. Знать к. с. в. н. необходимо для оценки погрешности за счет рассогласования, которая возникает как в процессе градуировки ослабителя, так и при его использовании.

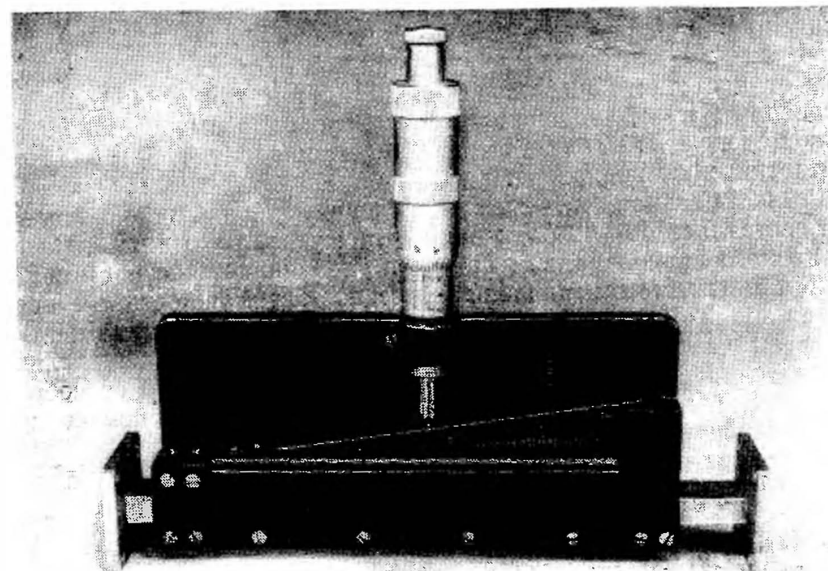


Рис. 57. Поглощающий ослабитель ножевого типа.

6. Разрешающей способностью механизма.

7. Точностью градуировки (только для ослабителей, градуируемых по более точным мерам или приборам).

8. Полной погрешностью прибора.

В миллиметровом диапазоне волн применяются, в основном, ослабители следующих типов:

1. Поглощающие ослабители ножевого типа.

2. Поглощающие ослабители поляризационного типа.

3. Поглощающие ослабители, основанные на делении мощности.

4. Ослабители предельного типа.

Поглощающий ослабитель ножевого типа (рис. 57) состоит из отрезка волновода с продольной щелью по широкой стенке и вводимой в нее диэлектрической пластины, покрытой поглощающим слоем. В ослабителях высокого качества по сторонам щели устанавливают бруски из поглощающего материала для предупреждения излучения из щели. У ослабителей с невысокой точ-

ностью и сравнительно большим к. с. в. н. пластина делается из гетинакса и покрывается слоем графита. У точных ослабителей пластина изготавливается из хорошего диэлектрика (керамика, кварц) и покрывается, как правило, металлической пленкой, нанесенной путем распыления в вакууме. Наиболее часто для этой цели применяется никром. Поглощающее свойство пленок определяется в основном величиной удельного сопротивления на единицу площади.

Величина оптимального удельного сопротивления мало зависит от частотного диапазона ослабителя и для ослабителей, построенных на волноводах с соотношением размеров широкой и узкой стенок 2:1, близка к 300 Ом на квадрат, т. е. к волновому сопротивлению волновода.

Максимальная величина ослабления у ослабителей этого типа составляет 40—50 дБ и в пределах частотного диапазона примененного волновода, как правило, увеличивается с ростом рабочей частоты. Максимальная рассеиваемая мощность не превышает долей ватта. Величина к. с. в. н. не превосходит 1,05—1,10 во всем частотном диапазоне волновода, величина начального ослабления не превышает 0,1—0,2 дБ. Разрешающая способность механизма перемещения пластины может быть получена не хуже двух-трех сотых долей децибела.

Ослабители ножевого типа выполняются как переменными, так и фиксированными. Поглощающие ослабители с пластиной, перемещающейся внутри волновода от узкой стенки к центру, на миллиметровых волнах почти не применяются из-за механических трудностей, связанных с креплением пластины в волноводе малого сечения.

Оба описанных типа ослабителей нуждаются в градуировке на каждой рабочей частоте из-за невозможности определения их затухания расчетным путем и наличия существенной частотной зависимости величины затухания.

Поглощающий ослабитель поляризационного типа (рис. 58) аналогичен по своему действию широко применяемому в оптике поляризационному светофильтру. Действие этого фильтра основано на законе Малюса, открытом им еще в 1810 году: «Интенсивность света, прошедшего через поляризатор и анализатор, пропорциональна  $\cos^2\theta$ , где  $\theta$  — угол между плоскостями поляризатора и анализатора». Так как длина электромагнитных волн, даже миллиметрового диапазона, в среднем в 1000 раз больше световой волны, поляризационный фильтр для радиочастот приобретает довольно значительные размеры по ходу движения волны. Практически поляризационный ослабитель состоит из трех секций волновода. Крайние секции представляют собой переходы от прямоугольного волновода к круглому, средняя — отрезок круглого волновода. Ослабитель работает на волне  $H_{11}$ . В каждой секции волновода в диаметральной плоскости, устанавливаются

тонкие диэлектрические пластинки с нанесенной на них поглощающей пленкой (рис. 59).

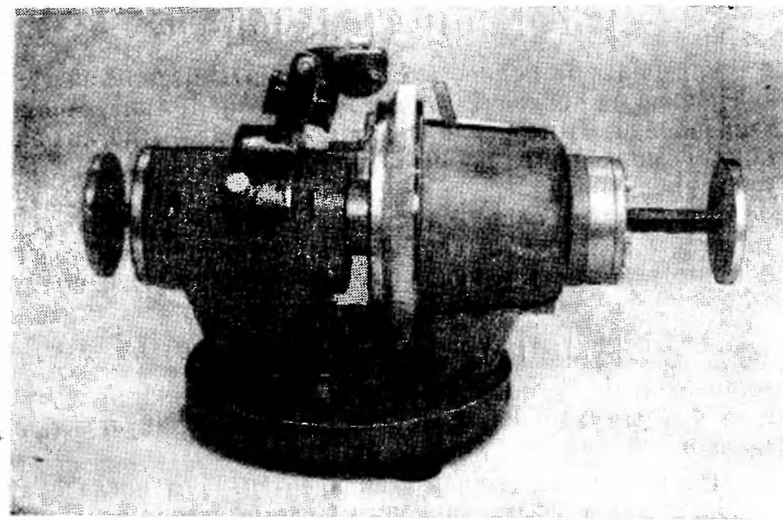


Рис. 58. Поглощающий ослабитель поляризационного типа.

Пластинки устанавливаются так, чтобы их плоскости совпадали (в начальном положении секции 2) и были перпендикулярны вектору  $E$ . В таком положении пластин ток в пленочных со-

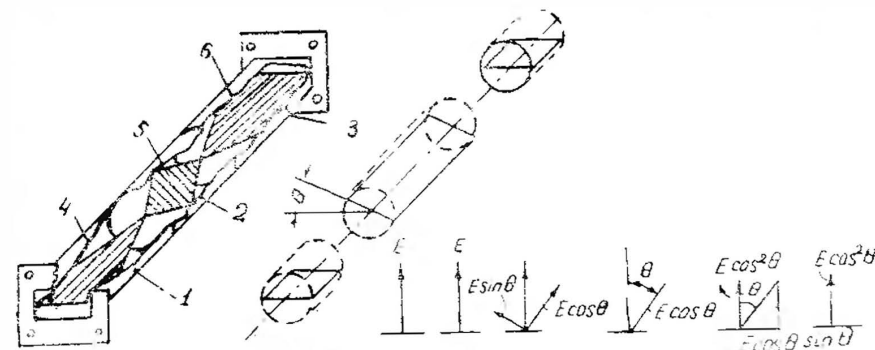


Рис. 59. Схема устройства поляризационного ослабителя.

1 и 3. Переходы от прямоугольного к круглому волноводу, 2. Круглая волновод.  
4, 5 и 6. Поглощающие пленки.

противления практически не возникает и затухание ослабителя близко к нулю. Для случая, когда центральная секция повернута относительно крайних на угол  $\theta$ , раскладывая вектор  $E$  на две составляющие: одну — параллельную плоскости пластины в цент-



ральной секции, другую—перпендикулярную к этой плоскости, и выражая эти составляющие через угол  $\Theta$ , получаем:

$$|\vec{E}_1| = |\vec{E}| \sin \Theta \text{ и } |\vec{E}_2| = |\vec{E}| \cos \Theta.$$

Составляющая  $E_1$  полностью затухает в центральной секции. Составляющая  $E_2$  проходит через эту секцию без затухания, так как направление  $E_2$  перпендикулярно к плоскости поглощающей пластины. Назначением секции  $\mathcal{Z}$  является восстановление первоначальной поляризации волны. Представляя  $E_2$  в виде суммы двух составляющих: одной—параллельной плоскости поглощающей пластины в секции  $\mathcal{Z}$ , другой—перпендикулярной этой плоскости, и выражая составляющие через значения угла, получаем:

$$|\vec{E}_2| = |\vec{E}_2| \sin \Theta \text{ и } |\vec{E}_1| = |\vec{E}_2| \cos \Theta.$$

Составляющая  $E_2$  полностью затухает в секции  $\mathcal{Z}$ , а  $E_1$  проходит ее без затухания и имеет поляризацию такую же, как и входящая в ослабитель волна.

Таким образом, ослабитель эквивалентен двум последовательно расположенным поляризационным светофильтрам. Применяя дважды закон Малюса, получаем:

$$P = P_0 \cos^4 \Theta, \quad (4.2)$$

где  $P_0$  — мощность на входе ослабителя;

$P$  — мощность на выходе ослабителя;

$\Theta$  — угол поворота средней секции волновода.

Отсюда, для ослабления в децибелах, имеем:

$$A_{дб} = -40 \lg \cos \Theta. \quad (4.3)$$

Таким образом, градуировочная кривая прибора задается теоретически этой формулой.

Поляризационный ослабитель не имеет частотной зависимости величины ослабления. Это связано с тем, что после полного поглощения составляющей поля, параллельной пластине, пластина перестает оказывать на него влияние. Поэтому, если взять пластину достаточной длины, чтобы поглощенне параллельной составляющей заведомо обеспечивалось даже на низшей частоте диапазона, то частотная зависимость отсутствует. По этой же причине на величине ослабления не сказываются небольшие изменения величины удельного сопротивления поглощающих пленок. Градуировочная кривая реального прибора имеет отступление от теоретической. Наиболее важными источниками погрешности являются:

1. Ошибки в измерении угла  $\Theta$  из-за ограниченной разрешающей способности отсчетной системы.

Например, при довольно высокой разрешающей способности в одну угловую минуту ошибка достигает  $\pm 0,05$  дб при ослаблении 30 дб и  $\pm 0,1$  дб при ослаблении 50 дб.

2. Ошибки в определении положения точек, соответствующих максимальному и минимальному затуханию. Величины этих ошибок одного порядка с предыдущими.

3. Возникновение высших типов волн.

4. Конечные величины ослабления поглощающих пленок. Эта причина приводит к появлению частотной зависимости и к завалу градуировочной кривой в области больших затуханий.

5. Непараллельность первой и третьей пластинок, вследствие чего максимум ослабления раздвигается и градуировочная кривая искажается (рис. 60). Эти искажения достигают до  $+0,3 \div 0,5$  дб при ослаблении около 30—40 дб.

Таким образом, полная погрешность близка к 3% от величины ослабления (около  $\pm 1$  дб на 30 дб). Если необходимо повысить точность измерения, поляризационный ослабитель надо градуировать. При этом он перестает быть абсолютным прибором, но сохраняет такие свои преимущества, как малая частотная зависимость и высокая стабильность во времени. Один поляризационный ослабитель, как правило, перекрывает частотный диапазон волновода. При этом величина к. с. в. н. не превосходит 1,15—1,2. На волнах порядка 7 мм величина начального ослабления доходит до 1—1,5 дб.

Величины рассеиваемой поляризационным ослабителем мощности составляют доли ватта. Изготовление поляризационных ослабителей на волны короче  $5 \div 6$  мм очень трудная задача из-за малых диаметров волноводов и высоких требований к точности изготовления и качеству вращающихся переходов, поэтому практически в этих диапазонах они пока не применяются.

Ослабители поляризационного типа, как правило, выполняются переменными.

Поглощающие ослабители, основанные на делении мощности (рис. 61), представляют собой направленные ответвители (см.

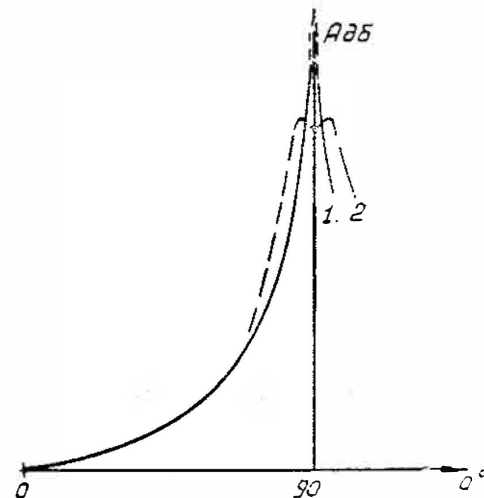


Рис. 60. Искажения градуировочной кривой поляризационного ослабителя.  
1. Идеальная кривая. 2. Реальная кривая.

ниже), у которых основной волновод нагружен на согласованную нагрузку. Ослабители этого типа градуируются, имеют частотную зависимость и, как правило, выполняются фиксированными. Величина ослабления лежит в пределах от 3 ÷ 5 до 30 ÷ 40 дБ, к. с. в. н.—в пределах 1,15 ÷ 1,3. Величина рассеиваемой мощности в основном определяется параметрами согласованной нагрузки и может доходить до десятков ватт и более.

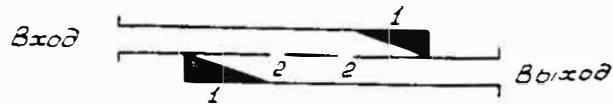


Рис. 61. Схема устройства ослабителя, основанного на делении мощности.  
1. Поглощающая нагрузка. 2. Элементы связи.

Ослабители предельного типа основаны на сильном ослаблении, которое имеет место при распространении в волноводе волны с частотой ниже критической.

Величина затухания в этом случае в прямоугольном и круглом волноводе может быть выражена формулой:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_{кр}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda}\right)^2} \text{ непер./единицу длины,} \quad (4.4)$$

причем  $\alpha$  не зависит от материала стенок при условии высокой его проводимости. Эта формула справедлива для случая  $\lambda > \lambda_{кр}$ .

Практически ею можно пользоваться при  $\frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \geq 1,05$ .

Для прямоугольного волновода:

$$\lambda_{кр} = \frac{2\sqrt{\epsilon}}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}, \quad (4.5)$$

где:  $a, b$  — размеры широкой и узкой стенки волновода;  
 $m, n$  — целые числа, соответствующие количеству полуволн, укладываемых вдоль  $a$  и  $b$ ;  
 $\epsilon$  — относительная диэлектрическая постоянная.

Для круглого волновода

$$\lambda_{кр} = \frac{2\pi r \sqrt{\epsilon}}{S_{mn}}, \quad (4.6)$$

где  $r$  — радиус волновода;

$S_{mn}$  — безразмерный коэффициент, зависящий от типа волны.

Для того, чтобы величина  $\alpha$  не зависела от частоты, отношение  $\left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda}\right)$  должно быть малым в диапазоне частот, для которых предназначается ослабитель.

Ослабление, вносимое предельным ослабителем, может быть рассчитано теоретически. При этом большое значение имеет точность выполнения размеров волновода, а также точность их измерения.

Так, например, для круглого волновода

$$\frac{d\alpha}{\alpha} = - \left[ \frac{1}{1 - \left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda}\right)^2} \right] \frac{dr}{r}. \quad (4.7)$$

При

$$\lambda_{кр} \ll \lambda \quad \frac{d\alpha}{\alpha} = - \frac{dr}{r}.$$

Отсюда видно, что погрешность определения затухания равна погрешности измерения радиуса волновода (при  $\lambda_{кр} \ll \lambda$ ).

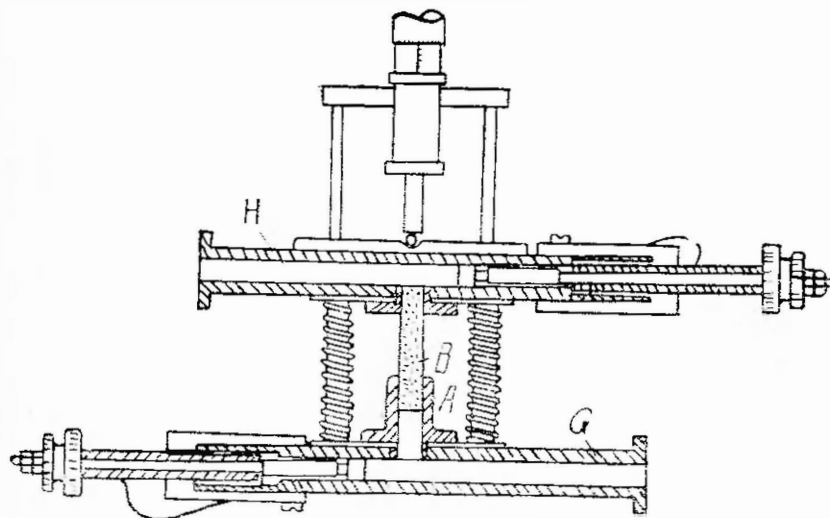


Рис. 62. Схема устройства предельного ослабителя.

На рис. 62 приведена конструкция предельного ослабителя для работы на волне 6 мм. Он состоит из двух круглых латунных трубок A и B, образующих телескопическую систему. Внутренняя трубка заполняется полистиролом и точно подгоняется к наружной трубе.

Ослабление волны типа  $H_{11}$  в круглом волноводе, заполненном воздухом, определяется формулой:

$$\alpha = 8.69 \sqrt{\left(\frac{1,841}{a}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2} \text{ дБ, мм,} \quad (4.8)$$

где  $a$  — радиус трубы;

$\lambda$  — длина волны в свободном пространстве.

Полистирол, которым наполнена внутренняя трубка, имеет диэлектрическую постоянную, равную 2,55. Наполнение полистиролом увеличивает критическую длину волны для круглого волновода, превращая его в волновод без затухания для волн вида  $H_{11}$ .

Диаметр трубы и рабочий диапазон частот выбираются так, чтобы другие типы волн (например,  $E_{01}$ ) и в этом случае по круглому волноводу не распространялись.

Если обе трубы целиком вдвинуты одна в другую, весь круглый волновод заполнен полистиролом, и ослабление, вносимое ослабителем, минимально. Если трубки частично выдвинуты друг из друга, появляется отрезок предельного волновода, и ослабление увеличивается.

Конструктивно ослабитель представляет собой два параллельных прямоугольных волновода ( $H$  и  $G$  на рис. 62), связанных друг с другом описанной телескопической системой. Его начальное ослабление около 1 дБ, максимальное ослабление весьма велико (70 ÷ 100 дБ). Разрешающая способность механизма около  $\pm 0,01$  дБ; к. с. в. н. ослабителей предельного типа довольно высок и редко бывает меньше 1,3, достигая величины 1,6 ÷ 2.

В заключение перечислим основные задачи, решаемые с помощью ослабителей:

1. Расширение пределов измерения измерителей мощности в сторону больших мощностей.

2. Получение калиброванного по величине сигнала весьма малой мощности с возможностью регулировки его в широких пределах.

В этом случае измерителем мощности измеряется начальный уровень сигнала, а его величина после ослабителя определяется расчетным путем на основании данных о величине ослабления, вносимого ослабителем (на этом принципе строятся генераторы стандартного сигнала — ГСС).

3. Получение нужного соотношения мощностей в разветвлениях волноводного тракта.

Кроме этого, ослабители часто используются в качестве связывающих элементов, служащих для уменьшения величины к. с. в. н. и для обеспечения независимости режима генератора от характера полного сопротивления тракта (буфер). Уменьшение к. с. в. н. при включении в тракт ослабителей объясняется тем, что основная волна проходит через них один раз, а отраженная — два раза, соответственно сильнее затухая.

Для объяснения буферного действия ослабителя уместно провести аналогию с генератором радиовещательного диапазона волн.

Как известно, если присоединить к контуру генератора индуктивность или емкость, то изменится его частота, если присоединить активное сопротивление — снизится добротность, в общем случае произойдет изменение и частоты и добротности (а значит —

амплитуды, частоты и стабильности колебаний). Входное сопротивление волноводного тракта является комплексным, поэтому присоединение его к генератору оказывает такое же влияние на его параметры. Это влияние очень сильно для генераторов с. в. ч., которые, как правило, являются однокаскадными и одноконтурными.

Чтобы устранить вредное влияние нагрузки в радиотехническом диапазоне, ее чаще всего либо подключают через очень малую емкость или очень большое активное сопротивление, либо слабо связывают индуктивно. При этом, правда, полезно используется лишь часть мощности генератора. Ослабитель поглощающего типа представляет собой полную аналогию такого сопротивления. Некоторые типы предельных ослабителей эквивалентны разделительной емкости.

## § 2. Направленные ответвители

Простейший тип направленного ответвителя (рис. 63) представляет собой два параллельных волновода, имеющих общую широкую

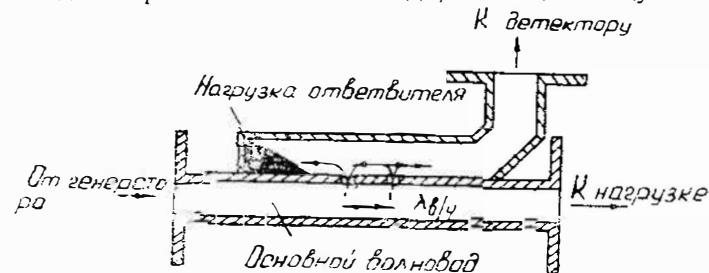


Рис. 63. Схема устройства направленного ответвителя.

стенку. В ней на расстоянии, равном четверти длины волны в волноводе, прорезаны два отверстия, являющиеся элементами связи между волноводами. Один (нижний на рисунке) волновод является основным и включается в основной тракт. Второй волновод имеет открытый конец для подключения элементов вспомогательного тракта. В другом его конце помещена насадка, поглощающая падающую на нее энергию. Элементы связи совершенно одинаковы.

Волна, распространяющаяся в основном волноводе от генератора к нагрузке (в прямом направлении), возбуждает элементы связи и поэтому внутри вспомогательного волновода возникает волна, распространяющаяся в обе стороны от элементов связи. При этом волны, распространяющиеся от обоих элементов связи в направлении к открытому концу волновода, оказываются в фазе и их амплитуды складываются, а волны, распространяющиеся от элементов связи к поглощающей нагрузке, будут в противофазе и их амплитуды вычитаются.

Так как элементы связи волноводов совершенно одинаковы и амплитуды волн, возбуждаемых ими во вспомогательном волноводе, равны, теоретически внутри этого волновода будет только одна волна, распространяющаяся в направлении открытого конца волновода. Амплитуда ее пропорциональна амплитуде волны в основном волноводе.

Таким же образом отраженная волна, распространяющаяся в основном волноводе от нагрузки к генератору (в обратном направлении), во вспомогательном волноводе возбуждает только волну, распространяющуюся от элементов связи к поглощающей нагрузке. Эта волна полностью поглотится и, следовательно, не будет зарегистрирована на открытом конце вспомогательного волновода. (Практически направленные ответвители не дают полного уничтожения волны, распространяющейся в обратном направлении).

Направленные ответвители характеризуются следующими основными параметрами:

1. Рабочим диапазоном частот.
2. Переходным ослаблением (затуханием). Под переходным ослаблением понимают отношение мощностей, распространяющихся в основном и во вспомогательном трактах; выражается оно обычно в децибелах.

$$A_{\text{пер}} = 10 \lg \frac{P_0}{P_B}, \quad (4.9)$$

где  $P_0$  — мощность в основном тракте;

$P_B$  — мощность во вспомогательном тракте.

3. Направленностью. Под направленностью понимают отношение мощностей на выходе вспомогательного волновода при прямом и обратном направлении распространения волны в основном волноводе. Выражается она также в децибелах.

4. К. с. в. н. При измерении к. с. в. н. направленного ответвителя, он одним концом основного волновода присоединяется к прибору, измеряющему к. с. в. н., а другой конец основного волновода и свободный конец вспомогательного волновода нагружаются на согласованные нагрузки. Таким образом, величина к. с. в. н. направленного ответвителя характеризует искажения поля в основном волноводе из-за наличия элементов связи.

5. Максимальной величиной мощности, передаваемой основным волноводом направленного ответвителя. Дело в том, что наличие элементов связи снижает электрическую прочность волновода. Это обстоятельство существенно, если направленный ответвитель включается в тракт мощного передатчика.

Описанная выше конструкция направленного ответвителя применяется на миллиметровом диапазоне волн сравнительно редко, так как не обеспечивает хороших параметров при работе в широкой полосе частот.

Иногда применяется направленный ответвитель с одним отверстием связи. Он состоит из двух волноводов, прилегающих друг к другу широкими сторонами, в которых имеется общее отверстие, создающее связь между волноводами. Так как отверстие расположено в середине широкой стенки волновода, оно возбуждается одновременно нормальной составляющей электрического поля и поперечной составляющей магнитного поля.

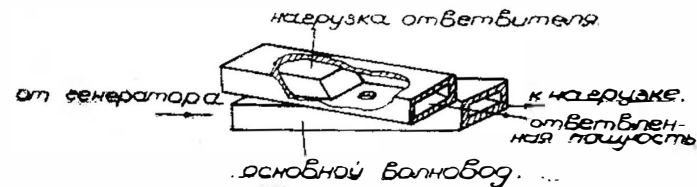


Рис. 64. Схема устройства направленного ответвителя с одним отверстием связи.

Для достижения равенства величины электрической и магнитной связи один из волноводов повернут относительно другого как показано на рис. 64.

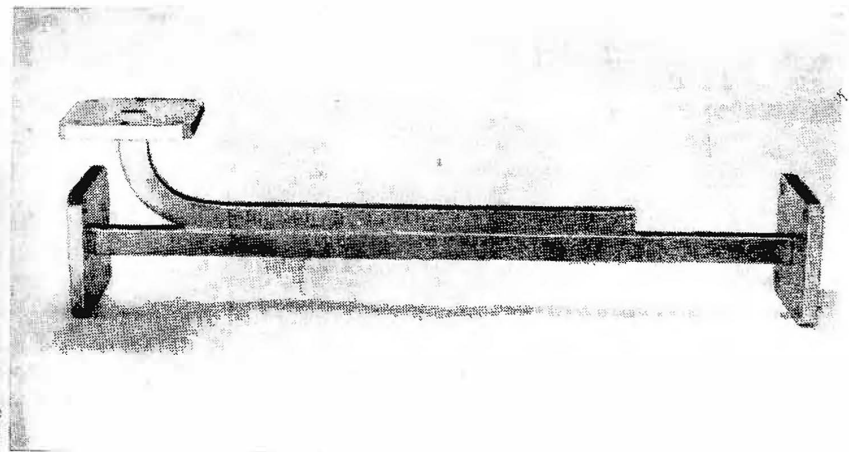


Рис. 65. Внешний вид направленного ответвителя с элементом связи в виде решетки.

При равенстве связей фазовые соотношения между волнами, возбуждаемыми обоими компонентами поля, таковы, что во вспомогательном волноводе энергия распространяется только в одном направлении.

При сравнительно небольших переходных ослаблениях применяются ответвители с элементом связи в виде длинного окна в общей узкой стенке, перегородженного решеткой из перпендикулярно расположенных стерженьков (рис. 65).

Современные широкополосные направленные ответвители миллиметрового диапазона волн при переходных ослаблениях порядка  $8 \div 30$  дБ имеют направленность  $18 \div 25$  дБ и к. с. в. н. порядка  $1,1 \div 1,2$ . Узкополосные ответвители могут быть выполнены с направленностью до  $30 \div 40$  дБ.

Существуют ответвители с меньшим переходным ослаблением—до 3 дБ и ответвители с переменным переходным ослаблением, однако последний тип ответвителей пока на миллиметровых волнах не применяется.

Все направленные ответвители градуируются (для определения величины переходного ослабления) теми же методами, что и фиксированные ослабители. Несмотря на то, что направленные ответвители по сути дела всегда решают одну и ту же задачу—ответвляют некоторую часть мощности волны, распространяющейся в определенном направлении по основному волноводному тракту во вспомогательный тракт, их применение весьма многообразно.

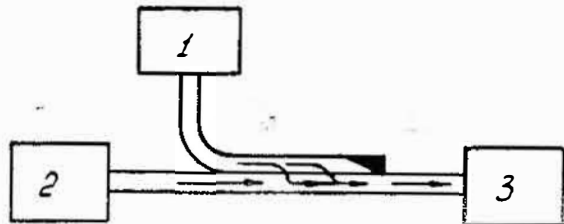


Рис. 66. Смешение двух сигналов с помощью направленного ответвителя.

1. Генератор № 1. 2. Генератор № 2. 3. Нагрузка.

1. С помощью направленного ответвителя отбирается часть сигнала для контроля его частоты, мощности и т. п. То есть с помощью направленного ответвителя любой частотомер и измеритель мощности поглощающего типа может быть использован в качестве прибора, измеряющего проходящий сигнал (при одновременном смещении пределов измерителя мощности в сторону измерения больших мощностей).

2. С помощью направленного ответвителя можно решить и обратную задачу: подать в основной тракт дополнительный сигнал, осуществив таким образом смешение двух сигналов и одновременно избежав влияния источника друг на друга (рис. 66).

3. Можно осуществить анализ сигнала, проходящего по тракту, определив, например, наличие и уровень отраженного сигнала, распространяющегося в сторону генератора.

На этом принципе построены, например, некоторые импедометры, представляющие собой два направленных ответвителя, включенных «навстречу» друг другу и регистрирующих: один—

амплитуду основной волны, другой—амплитуду отраженной. По отношению этих амплитуд и определяется величина к. с. в. н. Блок-схема такого импедометра показана на рис. 67. Он позволяет вычислить значение к. с. в. н. в тракте с погрешностью около  $\pm 10\%$ .

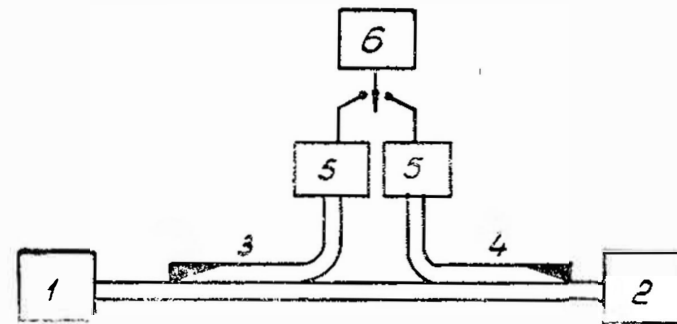


Рис. 67. Схема устройства импедометра.

1. Генератор. 2. Нагрузка. 3. Ответвитель, индицирующий прямую волну. 4. Ответвитель, индицирующий отраженную волну. 5. Ослабители для определения отношения сигналов методом их уравнивания на выходе. 6. Ноль-индикатор.

### § 3. Волноводные тройники как делители мощности

Волноводные тройники, имеющие широкое применение в технике сверхвысоких частот, могут быть применены и в качестве делителей мощности.

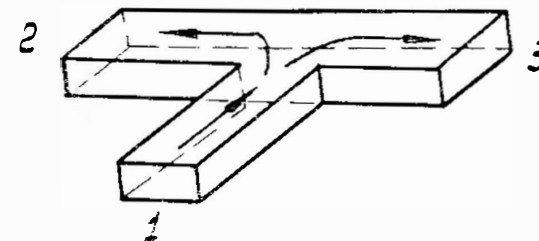


Рис. 68. Схема устройства волноводного тройника.

Их действие основано на том, что если мощность подается в плечо 1 (рис 68), то она распределяется между плечами 2 и 3. Если их полные сопротивления одинаковы, мощность делится точно пополам. Таким образом, тройник эквивалентен направленному ответвителю с переходным ослаблением 3 дБ.

Волноводные тройники имеют большой к. с. в. н., достигающий до 2—3, поэтому они применяются в комплексе с согласующими устройствами. Тройники миллиметрового диапазона волн выполняются, как правило, фрезерованными из двух кусков металла, соединенных винтами или пайкой.

#### § 4. Методы градуировки ослабителей и направленных ответвителей

Для градуировки рабочих ослабителей чаще всего применяется метод замещения на сверхвысокой частоте, блок-схема которого показана на рис. 69.



Рис. 69. Блок-схема для градуировки ослабителей методом замещения.

При градуировке этим методом в тракт с. в. ч. включают генератор 1, согласующую развязку 2, последовательно два ослабителя—образцовый 3 и градулируемый 4, нагруженные на индикатор 6 (5—детекторная секция). Затухание обоих ослабителей всегда регулируется так, что сумма затуханий в тракте остается постоянной. Пределы измерения этим методом довольно велики и достигают  $50 \div 60$  дб. Недостатком метода является необходимость иметь заранее проградуированный каким-либо другим методом образцовый ослабитель. Точность градуировки этим методом в основном определяется точностью градуировки образцового ослабителя и следующими дополнительными погрешностями самого метода:

1. Случайной погрешностью индикатора постоянного уровня из-за вариаций и неточности отсчета. Эта погрешность не зависит от рабочего диапазона частот и для прибора класса 1.0 в качестве индикатора обычно приблизительно равна  $\pm 0,03 \div 0,04$  дб.

2. Систематической погрешностью вследствие рассогласования, для определения которой необходимы измерения к. с. в. н. всех элементов волноводного тракта.

3. Случайной погрешностью из-за непостоянства уровня с. в. ч. сигнала. Величина этой погрешности обычно лежит в пределах  $\pm 0,01 \div 0,02$  дб.

Колебания частоты генератора, не превышающие соответствующих колебаний частоты, при которых градуировался образцовый ослабитель, не вызывают существенной дополнительной погрешности, так как она уже учтена при определении погрешности этого ослабителя.

При реально достижимых величинах к. с. в. н. суммарная дополнительная погрешность метода может не превышать  $\pm 0,08 \div 0,1$  дб.

Для определения начального ослабления переменных ослабителей, а также для градуировки фиксированных ослабителей градуировка ведется так: сначала градулируемый ослабитель исключается из тракта и регистрируются показания индикатора. Затем градулируемый ослабитель, установленный на минимальное затухание, включается в тракт и определяется его начальное затухание (а для фиксированного ослабителя—полное затухание). Дальнейшая градуировка производится обычным порядком.

Направленные ответвители градуируются как фиксированные ослабители: к выходу основного волновода подключается согласованная нагрузка, вход основного волновода подключается к выходу образцового ослабителя, к выходу вспомогательного волновода подключается индикаторная часть тракта.

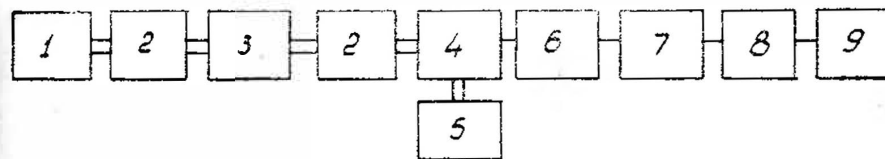


Рис. 70. Блок-схема супергетеродинного метода градуировки ослабителей.

1. Генератор. 2. Согласующая развязка. 3. Градулируемый ослабитель. 4. Линейный смеситель. 5. Гетеродин. 6. Образцовый ослабитель в тракте промежуточной частоты. 7. Усилитель промежуточной частоты. 8. Детектор. 9. Индикатор.

Для градуировки образцовых ослабителей наиболее широко применяются два метода: супергетеродинный и метод квадратичного детектора (болметра). Сущность супергетеродинного метода заключается в сравнении затухания, вносимого градулируемым ослабителем в тракт с. в. ч., с затуханием, вносимым образцовым ослабителем в тракт промежуточной частоты образцовой установки, блок-схема которой дана на рис. 70.

В качестве элемента, преобразующего колебания сверхвысокой частоты в колебания промежуточной частоты, применяется линейный смеситель. Этот метод наиболее универсален, так как позволяет при работе в очень широком диапазоне частот пользоваться одним и тем же образцовым ослабителем. Пределы измеряемых затуханий весьма значительны. В трехсантиметровом диапазоне они достигают  $100—120$  дб, в миллиметровом диапазоне —  $60 \div 70$  дб. Этот метод обычно обеспечивает точность градуировки порядка 1% от величины затухания в децибелах.

Сущность метода квадратичного детектора, блок-схема установки для которого показана на рис. 71, заключается в сравнении затухания, вносимого градулируемым ослабителем в тракт с. в. ч., с коэффициентом деления делителя, стоящего в тракте ин-

дикатора и работающего на частоте модуляции высокочастотного генератора. В качестве элемента, воспринимающего колебания с в.ч. и выделяющего напряжение с частотой модуля-

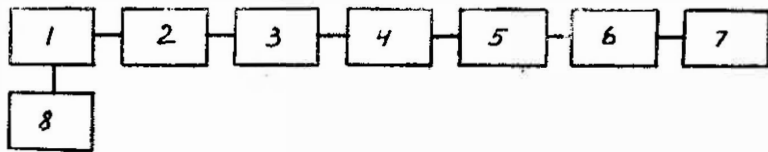


Рис. 71. Блок-схема для градуировки ослабителей методом квадратичного детектора.

1. Генератор. 2. Согласующая развязка. 3. Градулируемый ослабитель. 4. Согласующая развязка. 5. Детекторная секция с квадратичным детектором. 6. Образцовый усилитель с делителем. 7. Индикатор (вольтметр). 8. Модулятор.

ции, используется кристаллический детектор (термистор, болометр), работающий на квадратичном участке своей характеристики. В этом случае величина протестированного напряжения пропорциональна с.в.ч. мощности. Поэтому величина затухания определяется по формуле:

$$A_{\text{дб}} = 10 \lg \frac{U_1}{U_2}, \quad (4.10)$$

где  $U_1$  — напряжение на выходе детектора при нулевом (начальном) затухании градулируемого ослабителя;

$U_2$  — то же при измеряемом значении затухания градулируемого ослабителя.

При пользовании делителем (в случае равенства показаний индикаторных приборов в обоих случаях)

$$A_{\text{дб}} = 10 \lg \frac{k_1}{k_2}, \quad (4.11)$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — соответствующие значения коэффициента деления делителя.

Пределы измеряемых затуханий для этого метода составляют около 30 дб. Точность градуировки — около  $\pm 0,2$  дб при затухании до 15 дб и  $\pm 0,3$  дб при затуханиях 15–30 дб.

Для образцовых ослабителей, как правило, величина начального ослабления (затухания) не определяется и их градуировочные графики начинаются от условного нуля.

## ГЛАВА V

### ИЗМЕРЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ПОСТОЯННЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ

Электрические и магнитные свойства веществ характеризуются двумя комплексными постоянными: комплексной диэлектрической постоянной и комплексной магнитной проницаемостью, которые определяются следующими выражениями:

$$\epsilon^* = \epsilon' - i\epsilon'' = \epsilon \cdot \epsilon_0 (1 - i \operatorname{tg} \delta_e) \quad (5.1)$$

$$\mu^* = \mu' - i\mu'' = \mu \cdot \mu_0 (1 - i \operatorname{tg} \delta_m). \quad (5.2)$$

В этих выражениях  $\epsilon_0$  представляет собой диэлектрическую постоянную свободного пространства, равную  $\frac{10^{-9}}{36\pi}$  фарад/метр,

$\mu_0$  — магнитную проницаемость свободного пространства, равную  $4\pi \cdot 10^{-7}$  генри/метр;  $\epsilon$  — относительную диэлектрическую постоянную;  $\mu$  — относительную магнитную проницаемость;  $\delta_e$  и  $\delta_m$  — угол электрических и магнитных потерь соответственно.

Для большинства неметаллических материалов, включая все диэлектрики, применяемые в технике с в.ч., справедливы равенства:

$$\mu = 1 \text{ и } \operatorname{tg} \delta_m = 0.$$

Следовательно,  $\mu^* = \mu_0$ . Поэтому для характеристики многих диэлектрических материалов необходимо лишь знать величины  $\epsilon$  и  $\operatorname{tg} \delta_e$ .

Приборы, служащие для измерения относительной диэлектрической постоянной и тангенса угла потерь, называются измерителями диэлектриков.

В основу этих приборов могут быть положены методы измерений, которые можно разделить на две группы. Одна из них характеризуется использованием направляемых волн, а вторая — применением волны в свободном пространстве. Методы, относящиеся к первой группе, подразделяются в свою очередь в зависимости от того, используются ли в них объемные резонаторы или волноводы.

По причинам, связанным с малыми размерами резонаторов и волноводов, на миллиметровых волнах применение методов первой группы становится затруднительным, а в ряде случаев просто невозможным. На миллиметровых волнах с успехом может быть использован метод, основанный на отражении, передаче и поглощении электромагнитных волн диэлектриком, располагаемым в свободном пространстве. При использовании этого метода различают два случая: 1) случай нормального угла падения волн на диэлектрик; 2) случай произвольного угла падения.

Для измерений диэлектриков в миллиметровом диапазоне может быть применен интерферометр.

Для измерения диэлектрической постоянной жидкостей и газов на миллиметровых волнах можно пользоваться также пондеромоторными измерителями диэлектриков.

### § 1. Волноводные методы измерения диэлектриков

Наиболее распространенным типом волноводного метода диэлектрических измерений является метод измерения образца диэлектрика, помещенного у короткозамкнутого окончания волновода. Этот метод основан на определении входного сопротивления на границе образца диэлектрика. Измерение диэлектрических характеристик (диэлектрической постоянной  $\epsilon$  и тангенса угла потерь  $\text{tg}\delta$ ) данным методом производится на основе определения постоянной распространения в волноводе, заполненном диэлектриком. Это может быть выполнено путем применения измерительной линии с короткозамкнутым окончанием, у которого располагается образец диэлектрика, и измерения фазы и коэффициента бегущей волны в ней.

Если в прямоугольном волноводе (рис. 72) возбудить волну типа  $H_{10}$ , то при помещении на конце волновода хорошо отражающей металлической поверхности в нем возникнут стоячие волны. Перемещая внутри волновода зонд с индикатором (практически используя измерительную линию), можно снять кривую распределения напряженности электрического поля в волноводе и определить  $\lambda_g$  (длину волны в волноводе) и к. б. в.

$$s = \frac{E_{\min}}{E_{\max}} \quad (\text{коэффициент бегущей волны}).$$

При помещении в волновод у его закрытого отражающего конца образца исследуемого диэлектрика распределение поля в волноводе изменится. В случае идеального диэлектрика без потерь постоянная распространения электромагнитных волн в диэлектрике  $\gamma$  характеризовалась бы только своим фазовым коэффициентом  $\gamma = i\beta$  и произошло бы лишь укорочение длины волны в части волновода с образцом. Помещение образца диэлектрика, таким образом, сместило бы первый минимум стоячей волны ближе к отражающему концу волновода. Это смещение минимума  $l$  или расстояние первого минимума от лицевой стороны образца  $x_0$ , зави-

сящие от смещения фазы стоячей волны, определяются диэлектрической проницаемостью материала  $\epsilon$  и толщиной образца  $d$ .

Если в образце диэлектрика происходит затухание электромагнитных волн и постоянная распространения в нем носит комплексный характер ( $\gamma = \alpha + i\beta$ ), то изменится и величина коэффициента бегущей волны  $s$ . Таким образом, с помощью измерительной линии и короткозамкнутого волновода с образцом диэлектрика определяются величины  $\lambda_g$ ,  $x_0$  и  $s$  или  $\lambda_g$ ,  $l$  и  $s$ , из которых можно вычислить  $\gamma$ .

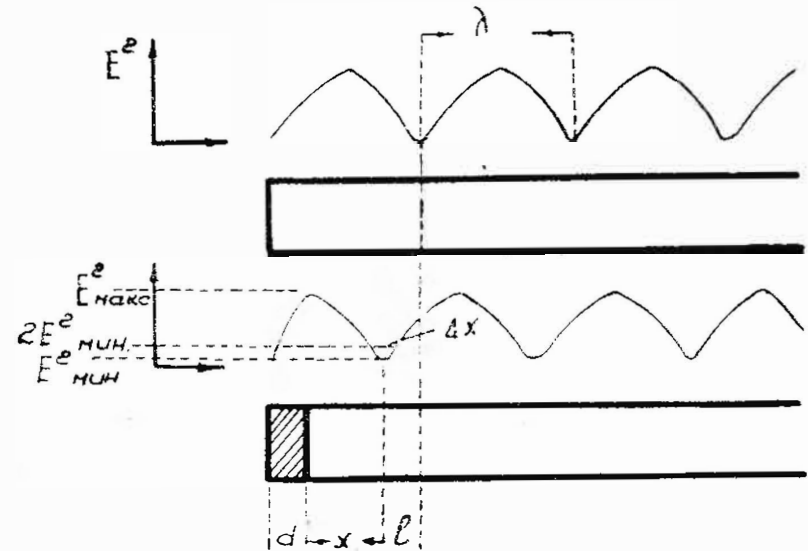


Рис. 72. Распределение поля в короткозамкнутом волноводе без образца и с образцом диэлектрика.

Зная комплексное значение  $\gamma = \alpha + i\beta$ , мы можем определить обе составляющие  $\epsilon'$  и  $\epsilon''$  комплексной диэлектрической постоянной  $\epsilon^*$  данного диэлектрика.

Расчетные формулы для определения  $\epsilon'$  и  $\epsilon''$  можно получить, решая уравнения электромагнитного поля для воздушной части волновода и отрезка волновода, наполненного диэлектриком. Это решение приводит к следующему трансцендентному комплексному уравнению для постоянной распространения отрезка волновода с диэлектриком  $\gamma_1$

$$\frac{i h \gamma_1 d}{\gamma_1 d} = -i \frac{\lambda_g}{2\pi d} \cdot \frac{s - i \text{tg} \frac{2\pi x_0}{\lambda_g}}{1 - i s \text{tg} \frac{2\pi x_0}{\lambda_g}}, \quad (5,3)$$



где  $d$  — толщина образца;

$\lambda_B$  — длина волны в волноводе;

$s$  — коэффициент бегущей волны;

$x_0$  — расстояние от лицевой стороны образца до первого минимума.

Это уравнение не может быть решено непосредственно. Для нахождения  $\gamma_1$  можно применить графический метод, а также метод последовательных приближений. Для нахождения  $\gamma_1$  графическим методом вводятся обозначения:

$$\gamma_1 d = T e^{i\tau}$$

$$\frac{th \gamma_1 d}{\gamma_1 d} = C e^{i\xi}$$

По экспериментально измеренным величинам правой части уравнения (5.3) находятся величины  $C$  и  $\xi$ , которые равны:

$$C = \frac{\lambda_B}{2\pi} \sqrt{\frac{s^2 + tg^2 \frac{2\pi x_0}{\lambda_B}}{1 + s^2 tg^2 \frac{2\pi x_0}{\lambda_B}}}, \quad (5.4)$$

$$tg \xi = \frac{(s + tg^2 \frac{2\pi x_0}{\lambda_B})}{(1 - s^2) tg \frac{2\pi x_0}{\lambda_B}}. \quad (5.5)$$

Затем по графику функции  $\frac{th T e^{i\tau}}{T e^{i\tau}} = C e^{i\xi}$ , приведенному на рис. 73, находятся  $T$  и  $\tau$ , откуда получается значение  $\gamma_1$  в следующем виде:

$$\gamma_1 = \frac{T}{d} (\cos \tau + i \sin \tau). \quad (5.6)$$

При методе последовательных приближений выражение  $\gamma_1 d$  представляют в виде комплекса:

$$\gamma_1 d = a + ib$$

и

$$\frac{th \gamma_1 d}{\gamma_1 d} = \frac{th(a + ib)}{a + ib} = x + iy. \quad (5.7)$$

В этом уравнении  $x$  и  $y$  находятся из данных опыта по правой части уравнения (5.3).

Разделяя уравнение (5.3) на действительную и мнимую части, получим:

$$x = \frac{ash 2a + b \sin 2b}{(a^2 + b^2)(ch 2a + \cos 2b)}, \quad (5.8)$$

$$y = \frac{a \sin 2b - bsh 2a}{(a^2 + b^2)(ch 2a + \cos 2b)}. \quad (5.9)$$

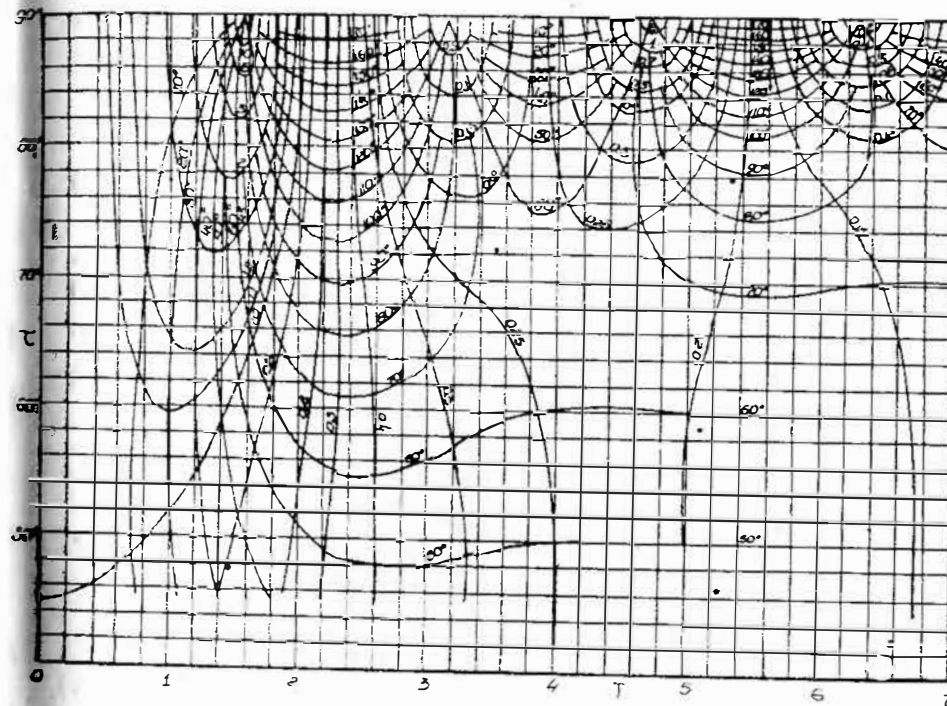


Рис. 73. График функции  $\frac{th T e^{i\tau}}{T e^{i\tau}} = C e^{i\xi}$ .

Принимая в первом приближении  $a = 0$ , находим:

$$x = \frac{tg b}{b}.$$

По таблицам функции  $\frac{tg b}{b}$  и известной величине  $x$ , найденной в результате измерений и вычислений по уравнениям (5.3) и (5.8), находится величина  $b$ .

Подставляя величину  $b$  в уравнение (5.9) и пренебрегая  $a^2$  как малой величиной, находим значение  $a$ . Это значение  $a$  подставляем в формулу (5.8) и находим второе приближение  $b$ , которое,

будучи подставлено в формулу (5.9), дает более точное значение  $a$ . Путем последовательных приближений достигается требуемая точность в вычислениях  $a$  и  $b$ .

Наиболее простым способом решения уравнения (5.3) для нахождения  $\epsilon$  в случае диэлектриков с малыми потерями (которые практически являются большинство твердых диэлектриков, применяемых в высокочастотной технике), является способ использования первого приближения в решении этого уравнения. Для этого уравнение (5.3) разделяем на действительную и мнимую части и, так как  $a_1$  и  $s$  малы, получаем следующее приближенное выражение для действительной части:

$$\frac{\operatorname{tg} \beta_1 d}{\beta_1 d} = - \frac{\lambda_B \operatorname{tg} \frac{2\pi x_0}{\lambda_B}}{2\pi a} \quad (5.10)$$

В правой части этого уравнения стоят экспериментально измеренные величины, значение же  $\beta_1 d$  находится по таблицам функций  $\frac{\operatorname{tg} x}{x}$ . Определив величину  $\gamma_1$ , можно вычислить комплексную диэлектрическую постоянную  $\epsilon^*$ , используя выражение:

$$\gamma_1 = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon^* \mu' - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2} \quad (5.11)$$

Принимая  $\mu' = 1$ , можно получить следующее выражение для определения комплексной диэлектрической постоянной диэлектрика.

$$\epsilon^* = \frac{1 - \frac{\gamma_1^2 \lambda_{кр}^2}{(2\pi)^2}}{1 + \left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda_B}\right)^2} \quad (5.12)$$

где  $\lambda_{кр}$  — критическая длина волны в прямоугольном волноводе. Подставив в (5.12) вместо  $\gamma_1$  комплекс  $a_1 + i\beta_1$  и разделив это уравнение на действительную и мнимую части, можно получить выражение для действительной  $\epsilon'$  и мнимой  $\epsilon''$  составляющих комплексной диэлектрической постоянной. В случае очень малых потерь уравнение (5.12) принимает вид:

$$\epsilon = \frac{1 + \left(\frac{\beta_1 \lambda_{кр}}{2\pi}\right)^2}{1 + \left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda_B}\right)^2} \quad (5.13)$$

Путем решения мнимых частей уравнения (5.12) можно получить значение  $\epsilon''$  или применяемую в практической радиотехнике величину  $\operatorname{tg} \delta$ :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{s\lambda_B}{\pi a} \left[ \frac{1 + \frac{\lambda_{кр}^2}{\lambda_B^2} - \frac{1}{\epsilon'}}{1 + \left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda_B}\right)^2} \right] \cdot \frac{\beta_1 d \left(1 + \operatorname{tg}^2 \frac{2\pi x_0}{\lambda_B}\right)}{\beta_1 d \left(1 + \operatorname{tg}^2 \beta_1 d\right) - \operatorname{tg} \beta_1 d} \quad (5.14)$$

На рис. 74 приведена схема установки для измерений диэлектриков волноводным методом. Здесь 1 — волноводная диэлектрическая ячейка с короткозамыкающим поршнем и образцом диэлектрика; 2 — измерительная линия; 3 — ослабитель; 4 — генераторная секция с клистроном; 5 — индикатор.

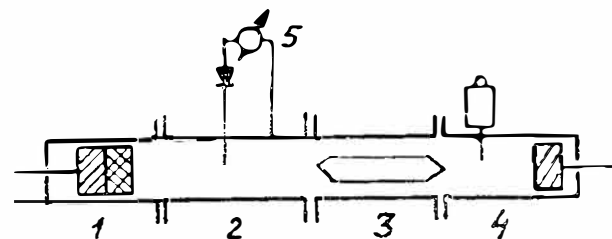


Рис. 74. Схема установки для измерения диэлектриков волноводным методом.

Погрешности в измерениях диэлектриков на миллиметровых волнах волноводным методом определяются погрешностями измерений с помощью измерительной волноводной линии и погрешностями в изготовлении образца и его размещения в волноводной диэлектрической ячейке. Анализ и экспериментальное исследование этих погрешностей приводят к выводу, что диэлектрическая проницаемость в диапазоне длин волн 8—10 мм может быть измерена с погрешностью не свыше 3% и тангенс угла потерь 10—12%.

#### ВОЛНОВОДНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЖИДКОСТЕЙ

Измерение диэлектрических характеристик жидких диэлектриков волноводным методом облегчается потому, что имеется возможность легко получить плоскопараллельные слои диэлектрика разной толщины и определить длину волны в диэлектрике  $\lambda_d$  а также коэффициент затухания  $\alpha$ .

Для диэлектрических измерений жидкостей в сантиметровом и миллиметровом диапазонах разработана конструкция специальной диэлектрической ячейки для жидкого диэлектрика, приведенная на рис. 75. На этой схеме: 1 — непроницаемая для жидкости прокладка из твердого диэлектрика с очень малыми потерями

рами, ограничивающая слой жидкого диэлектрика со стороны измерительной линии. Толщина слоя твердого диэлектрика берется равной половине длины волны в данном диэлектрике; 2—изменяемый жидкий диэлектрик, заполняющий диэлектрическую ячейку; 3—поршень; 4—отверстия в поршне (вблизи узких стенок волновода) для прохода жидкости.

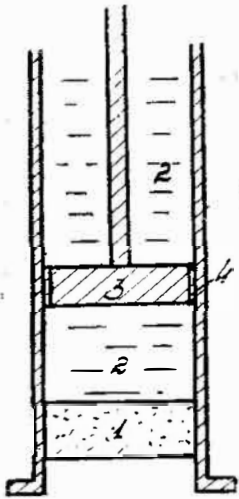


Рис. 75. Волноводная диэлектрическая ячейка для жидкостей.

Соединяя диэлектрическую ячейку в вертикальном положении с измерительной линией и снимая показания индикатора при перемещении поршня в диэлектрической ячейке, можно снять кривую затухания электромагнитных волн в жидком диэлектрике в зависимости от толщины слоя жидкости (рис. 76). По данным, вычисленным из этой кривой, можно определить длину волны в диэлектрике  $\lambda_d$  и коэффициент затухания  $\alpha$ .

Для определения действительной  $\epsilon'$  и мнимой  $\epsilon''$  составляющих комплексной диэлектрической проницаемости из теории волноводов вытекают следующие соотношения:

$$\epsilon' = \left( \frac{\lambda}{\lambda_d} \right)^2 + \left( \frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2 - \frac{(\alpha \lambda_d)^2}{4\pi^2} \left( \frac{\lambda^2}{\lambda_d^2} \right); \quad (5.15)$$

$$\epsilon'' = \frac{1}{\pi} \left( \frac{\lambda}{\lambda_d} \right)^2 \alpha \lambda_d. \quad (5.16)$$

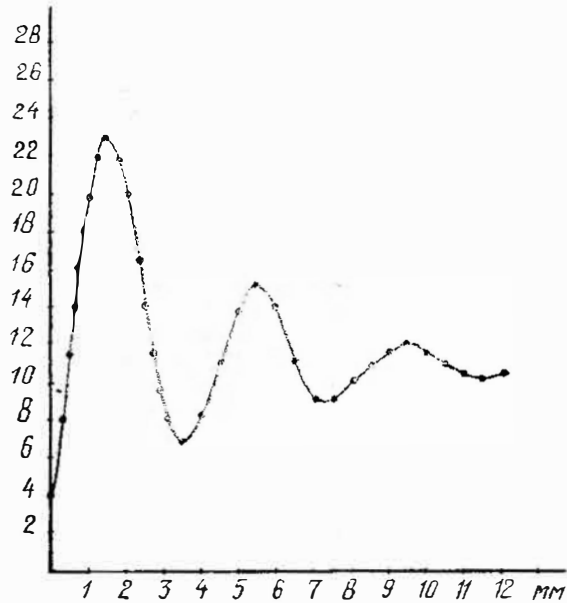


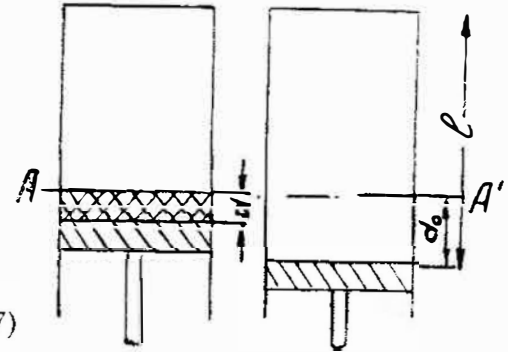
Рис. 76. График затухания электромагнитных волн в жидком диэлектрике.

## § 2. Резонаторный метод измерения диэлектриков

Применение объемного резонатора для измерения диэлектрической постоянной и тангенса угла потерь диэлектрических материалов основано на том, что при помещении в резонатор образца диэлектрика изменится частота настройки и добротность резонатора.

На рис. 77 приведены схемы объемного цилиндрического резонатора с образцом и без образца диэлектрика. Пусть в резонаторе возбуждаются волны типа  $H_{01n}$ . Можно показать, что при  $\text{tg} \delta \ll 1$  справедливо следующее выражение:

$$\frac{\text{tg} \beta_1 d}{\beta d} = \frac{\text{tg} \beta_0 d_0}{\beta_0 d_0}, \quad (5.17)$$



где  $d$  — толщина образца диэлектрика;

$d_0$  — расстояние поршня от плоскости  $AA'$  без диэлектрика при резонансе;

$\beta_0$  и  $\beta_1$  — фазовые постоянные в части резонатора, заполненной воздухом и диэлектриком соответственно.

Правая часть этого выражения может быть определена из опыта ( $d_0$ ) и вычислений ( $\beta_0$  и  $\frac{\text{tg} \beta_0 d_0}{\beta_0 d_0}$ ). Затем по таблицам функции  $\frac{\text{tg} x}{x}$  может быть определена величина  $\beta_1$ , после чего вычисляется значение относительной диэлектрической постоянной:

$$\epsilon = \frac{\beta_1^2 + k^2}{\beta_0^2 + k^2}; \quad (5.18)$$

где

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_{кр}},$$

$\lambda_{кр}$  — критическая длина волны волновода, образующего резонатор.

Тангенс угла потерь может быть определен по формуле

$$\text{tg} \delta = \left( 1 + \frac{1}{p\epsilon} \cdot \frac{L}{D} \right) \left( \frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_m} \right), \quad (5.19)$$

где

$$Q_m = \frac{(pD + \frac{L}{\varepsilon})}{\frac{\Delta}{a(\beta_1^2 + k^2)} \{k^2[pD + L] + 2a(p\beta_1^2 + \beta_0^2)\}}; \quad (5.20)$$

$Q_m$  — измеренное значение добротности резонатора с образцом диэлектрика.

$$D = 2d - \frac{\sin 2\beta_1 d}{\beta_1}; \quad L = 2l' - \frac{\sin 2\beta_0 l'}{\beta_0};$$

$$k = \frac{2\pi}{k_{\text{вп}}}; \quad p = \left( \frac{\sin \beta_0 l'}{\sin \beta_1 d} \right)^2;$$

$a$  — радиус резонатора;

$d$  — толщина диэлектрика;

$l'$  — длина части резонатора, заполненной воздухом;

$\Delta$  — глубина проникновения поля;

$\beta_0$  и  $\beta_1$  — фазовые постоянные в части резонатора, заполненной воздухом и диэлектриком соответственно.

Величина  $\Delta$  может быть найдена, если знать добротность  $Q_m$  заполненного воздухом резонатора, которая может быть измерена. Теоретически:

$$Q_m = \frac{a(k^2 + \beta_0^2)}{\Delta \left\{ k^2 + \left[ \frac{\beta_0^2 \cdot 2a}{l} \right] \right\}}; \quad (5.21)$$

где  $l$  — резонансная длина заполненного воздухом резонатора.

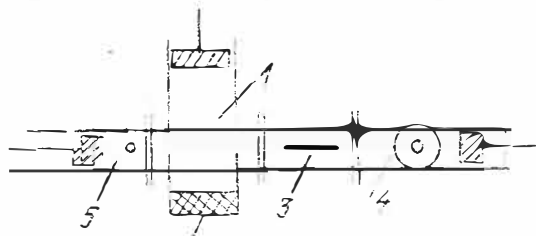


Рис. 78. Схема установки для измерения диэлектриков резонаторным методом.

Сравнение величины  $Q_m$ , рассчитанной теоретически, с соответствующей измеренной величиной дает эффективную глубину проникновения поля  $\Delta$ , которая может быть подставлена в уравнение для расчета  $Q'_m$ .

Схема установки для измерения диэлектриков резонаторным методом

приведена на рис. 78. Здесь 1 — резонатор; 2 — образец диэлектрика; 3 — ослабитель; 4 — клистрон; 5 — детекторная секция.

Анализ погрешностей измерений диэлектриков методом объемного резонатора показывает, что здесь имеют место как инструментальные погрешности резонатора (мертвый ход микрометрических устройств, конусность и эллиптичность внутренней цилиндрической рабочей части, непараллельность рабочих плоскостей поршней, температурные изменения размеров резонатора и др.), так и погрешности самого метода (наличие зазора между стенками резонатора и образцом, погрешность расчетных формул, вычислений и таблиц), а также случайные погрешности в процессе измерения.

Для длины волны 8 мм погрешность измерения диэлектрической постоянной составляет 3%, тангенса угла диэлектрических потерь 10%.

### § 3. Измерения электрических и магнитных характеристик магнитодиэлектриков

Магнитодиэлектрики, в том числе получившие за последнее время широкое распространение ферриты, кроме диэлектрической постоянной  $\varepsilon$  и тангенса угла диэлектрических потерь  $\text{tg} \delta_e$ , характеризуются магнитной проницаемостью  $\mu$  и тангенсом угла магнитных потерь  $\text{tg} \delta_m$ .

Для измерения электрических и магнитных характеристик магнитодиэлектриков могут быть применены волноводные, резонаторные и оптические методы. Оптические методы будут рассмотрены в § 4. Волноводные и резонаторные методы являются естественным развитием волноводных и резонаторных методов измерения диэлектриков. Однако в случае магнитодиэлектрика производятся два измерения: один раз, когда образец непосредственно примыкает к короткозамыкающему у поршню, другой раз, когда расстояние между образцом и поршнем составляет четверть длины волны в волноводе или резонаторе.

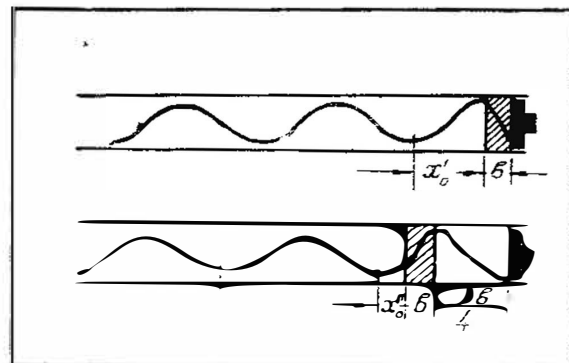


Рис. 79. Размещение образца и распределение поля в методе короткого замыкания и холостого хода.

Существует ряд модификаций волноводного и резонаторного метода измерения магнитодиэлектриков.

Рассмотрим наиболее распространенный волноводный метод измерения электрических и магнитных характеристик магнитодиэлектриков — метод короткого замыкания и холостого хода.

Если поместить образец магнитодиэлектрика у закороченного конца волновода (рис. 79 сверху), т. е. в режим короткого замыкания, то, во-первых, стоячая волна сместится, так как длина вол-

ны в магнитоэлектрике меньше, чем в воздухе; во-вторых, изменится коэффициент бегущей волны  $s$ , так как амплитуда отраженной волны будет меньше вследствие потерь в магнитоэлектрике. При этом в силу того, что у закороченного конца магнитное поле максимально, а электрическое почти равно нулю, у короткозамкнутого окончания будут особо проявляться магнитные свойства магнитоэлектрика.

Если поместить образец в место, где электрическое поле максимально, а магнитное почти нуль (рис. 79 внизу), т. е. на расстоянии  $\lambda/4$  от закороченного конца волновода (так называемый режим холостого хода), то главную роль в изменении стоячей волны будут играть диэлектрические свойства магнитоэлектрика.

Измеряя в каждом случае входное сопротивление  $Z_{вх}$  на передней границе магнитоэлектрика, получим  $Z_{кз}$  (входное сопротивление короткого замыкания) и  $Z_{хх}$  (входное сопротивление холостого хода), с помощью которых вычисляются комплексные значения  $\epsilon^*$  и  $\mu^*$ .

$$\epsilon^* = \frac{1}{\mu^*} \left[ \frac{1}{\lambda_{кр}^2} - \left( \frac{\gamma_1}{2\pi} \right)^2 \right] \lambda \quad (5.22)$$

$$\mu^* = \frac{\gamma_1}{i\beta_0} \sqrt{\frac{Z_{кз} \cdot Z_{хх}}{Z_0^2}} \quad (5.23)$$

Здесь  $\lambda_{кр}$  — критическая длина волны в волноводе;  
 $\lambda$  — длина волны свободных колебаний;  
 $\gamma_1 = \alpha_1 + i\beta_1$  — постоянная распространения;  
 $\beta_1 = \frac{2\pi}{\lambda_d}$ , где  $\lambda_d$  — длина волны в магнитоэлектрике.

Величина  $\gamma_1$  находится из уравнения

$$\text{th } \gamma_1 d = \sqrt{\frac{Z_{кз}}{Z_{хх}}} \quad (5.24)$$

где  $d$  — толщина образца магнитоэлектрика.

Входные сопротивления на передней грани магнитоэлектрика можно определить с помощью измерительной линии по методике, описанной в § 1, измеряя  $x_0$  — расстояние от лицевой стороны образца до первого минимума и  $s$  — коэффициент бегущей волны.

Тогда входное сопротивление  $Z_{вх}$  будет равно:

$$Z_{вх} = Z_0 \frac{s - i \operatorname{tg} \frac{2\pi x_0}{\lambda_в}}{1 - is \operatorname{tg} \frac{2\pi x_0}{\lambda_в}} \quad (5.25)$$

где  $Z_0$  — характеристическое сопротивление волновода, заполненного воздухом.

Таким образом, по измеренным параметрам  $x_0$  и  $s$  для двух случаев короткого замыкания и холостого хода вычисляются  $\epsilon$ ,  $\mu$ ,  $\operatorname{tg} \delta_e$  и  $\operatorname{tg} \delta_m$ .

Аналогичный метод может быть применен и для объемного резонатора. Только в этом случае вместо коэффициента бегущей волны измеряется добротность резонатора  $Q$  и вместо расстояния первого минимума от лицевой стороны образца — резонансная длина резонатора.

#### § 4. Измерения диэлектриков в свободном пространстве

##### СЛУЧАЙ НОРМАЛЬНОГО УГЛА ПАДЕНИЯ ВОЛНЫ НА ПОВЕРХНОСТЬ ДИЭЛЕКТРИКА

На рис. 80 приведена блок-схема установки для измерения относительной диэлектрической постоянной на миллиметровых волнах.

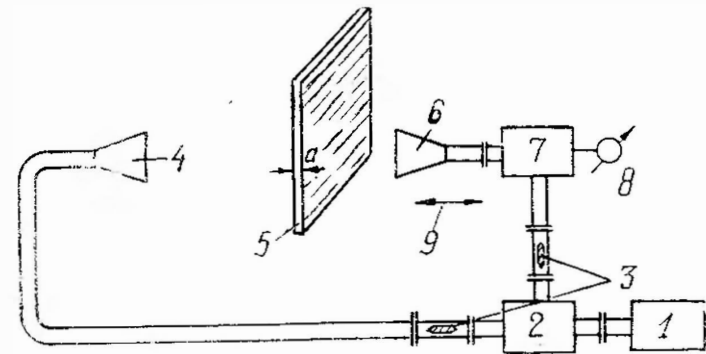


Рис. 80. Блок-схема установки для измерения диэлектрической постоянной:

1. Генератор. 2. Т-образный ответвитель. 3. Атенюатор. 4. Рупор генератора. 5. Испытуемый материал. 6. Приемный рупор. 7. Детектор. 8. Индикаторный прибор.

Высокочастотная энергия от генератора подается через Т-образный разветвитель в передающий рупор и детектор. Энергия, улавливаемая приемным рупором, также подается на детектор. При отсутствии образца диэлектрика на пути распространения электромагнитных волн между рупорами, изменяя расстояние между передающим и приемным рупором и вводя аттенюаторы, добиваются минимальных показаний индикаторного прибора.

Показания стрелочного прибора будут минимальными, если колебания приходят на кристаллический детектор из свободного

пространства и через волновод в противофазе. Затем между рупорами вводят испытуемый диэлектрик. На индикаторном приборе будет наблюдаться резкое увеличение показаний, обусловленное изменением разности фаз колебаний, поступающих на детектор. Для восстановления минимальных показаний индикаторного прибора необходимо изменить расстояние между рупорами на величину  $\Delta$ , которая измеряется с помощью микрометрического отсчетного приспособления.

Величина  $\varepsilon$  может быть приближенно вычислена по формуле

$$\varepsilon = \left(1 + \frac{\Delta}{d}\right)^2, \quad (5.26)$$

где  $d$  — толщина образца диэлектрика.

Неоднозначность в определении  $\Delta$  устраняется, если известен порядок величины  $\varepsilon$  или если повторить измерения с образцами различной толщины.

Эта формула дает точное значение  $\varepsilon$  (с точностью до величины  $\text{tg}^2 \delta_e \approx 0$ ) при  $d$ , стремящемся к бесконечности.

При  $d$ , стремящемся к нулю, имеет место другое предельное значение  $\varepsilon$ :

$$\varepsilon = 1 + \frac{2\Delta}{d}. \quad (5.27)$$

В промежуточном случае для получения точного значения  $\varepsilon$  вычисляется поправка к измеренной величине  $\Delta_{\text{изм.}}$  на которую оказывает влияние эффект многократных отражений от границы диэлектрик-воздух. Поправка может быть вычислена по следующей формуле:

$$\Delta_{\text{изм}} - \Delta_{\text{иск}} = \frac{\lambda}{4} - d \sqrt{\varepsilon} - \frac{\lambda}{2\pi} \arctg \left[ \frac{2\sqrt{\varepsilon}}{1 + \varepsilon} \text{ctg} \left( \frac{2\pi d \sqrt{\varepsilon}}{\lambda} \right) \right], \quad (5.28)$$

где  $\Delta_{\text{иск}}$  — искомое значение величины  $\Delta$ ;

$\lambda$  — длина волны в свободном пространстве.

В результате для определения  $\varepsilon$  поступают следующим образом: сначала из уравнения (5.26) определяют приближенное значение  $\varepsilon$  и подставляют в уравнение (5.28). Из уравнения (5.28) находят  $\Delta_{\text{иск}}$ , которое затем подставляют в (5.26) для определения точного значения  $\varepsilon$ . Этот процесс последовательного приближения можно продолжать, но практически достаточно одной операции, так как величины  $\varepsilon$  и  $\Delta$  быстро сходятся.

На рис. 81 приведена блок-схема установки для измерения  $\text{tg} \delta_e$  в свободном пространстве. Измерение  $\text{tg} \delta_e$  сводится к измерению модуля коэффициента передачи  $t$ , т. е. к отсчету показаний приемника без образца диэлектрика и с образцом:

$$t = \frac{\delta_{\text{с образцом}}}{\delta_{\text{без образца}}}$$

В случае нормального падения волны на образец измерение  $\text{tg} \delta_e$  возможно лишь в двух случаях:

$$1. \text{ Толщина образца } d = n \frac{\lambda_d}{2},$$

где  $n$  — целое число;

$\lambda_d$  — длина волны в диэлектрике.

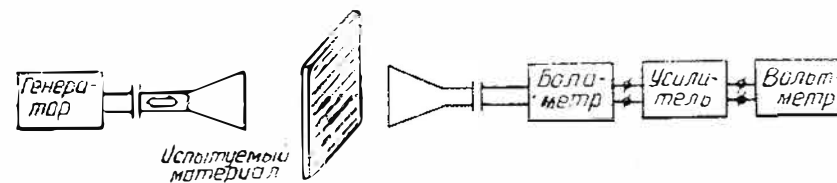


Рис. 81. Блок-схема установки для измерения тангенса угла потерь.

В этом случае  $\text{tg} \delta_e$  определяется из следующего соотношения

$$t = \frac{4a \cdot e^{-b}}{(a+1)^2 - (a-1)^2 \cdot e^{-2b}} \quad (5.29)$$

где  $t$  — модуль коэффициента передачи,

$$a = \sqrt{\varepsilon},$$

$$b = \frac{\pi n}{2} \text{tg} \delta_e.$$

Это соотношение справедливо при  $\text{tg}^2 \delta_e \approx 0$ .

2. Образец обладает потерями, достаточными для выполнения условия:

$$\left[ -\frac{2\pi d}{\lambda_d} \text{tg} \delta_e \right] < 1$$

при практически выполнимой толщине  $d$ .

В этом случае при определении  $\varepsilon$  необходимо ввести поправку на потери, ибо  $\text{tg}^2 \delta_e \neq 0$ .

$$\varepsilon = \left(1 + \frac{\Delta_1}{2}\right)^2 - \frac{\lambda \ln t}{2\pi d}, \quad (5.30)$$

где  $d$  — разность между двумя значениями толщины диэлектрика;

$\Delta_1$  — разность между двумя значениями  $\Delta$ ;

$t$  — отношение двух значений коэффициента передачи.

Ясно, что для проведения измерений в этом случае необходимо иметь возможность изменять толщину образца, либо иметь два образца разной толщины.

При измерениях параметров диэлектриков по передаче в свободном пространстве следует избегать ошибок, вызываемых дифракцией на концах образца. Ошибку, обусловленную дифракцией, можно исключить, если взять достаточно большой образец.

Помимо этой ошибки при измерениях возникает дополнительная погрешность за счет взаимодействия различных частей применяемой установки.

Можно показать, что взаимное влияние двух антенн весьма незначительно, поэтому практически им можно пренебречь. Чтобы исключить ошибку, вызываемую взаимным влиянием антенны и образца, необходимо при определении  $\Delta$  провести повторное измерение после перемещения образца на четверть волны и вычислить среднее значение  $\Delta$ .

Фронт волны, падающей на образец, в действительности очень близок к сферическому. Этот факт также является источником ошибок. Сферический фазовый фронт сопровождается ослаблением поля обратно пропорционально расстоянию.

Отсюда следует, что амплитуда поля в образце распределена неравномерно даже вдоль оси антенны. Точки вне оси освещаются неравномерно в соответствии с диаграммой направленности антенны.

В результате действия сферического фронта волны на поверхность диэлектрика получается такая же качественная картина, как если бы на образец падали плоские волны под различными углами и их эффект усреднялся. Ошибки, связанные с этим изменением «эффективного угла падения», могут быть исследованы экспериментально, на основании зависимости измеренных  $\epsilon$  и  $\text{tg } \delta_e$  от расстояния между образцом и передатчиком.

В связи с ошибкой, вызываемой сферическим фронтом волны, естественно возникает вопрос, где надо расположить образец, чтобы получить наибольшую точность измерения при данном расстоянии между антеннами. Исследования показывают, что результаты приближения образца к приемнику и передатчику равноценны, если одинаковы приемная и передающая антенны.

#### ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕРФЕРОМЕТРОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИКОВ

Интерферометры миллиметровых волн, описанные в § 4 главы II, нашли применение для измерения электрических характеристик диэлектриков в этом диапазоне длин волн.

На рис. 82 показана одна из применявшихся схем установки для измерения диэлектрической постоянной образца твердого диэлектрика интерференционным методом.

Электромагнитные волны от генератора 1 через стандартную волноводную систему поступают в передающий рупор 2, откуда направляются на полупрозрачное зеркало 3 и разделяются от него к двум металлическим плоским зеркалам 4 и 5. Отражения от

обоих зеркал поступают в приемный рупор 7, где и происходит интерференция обоих лучей. Зеркало 5 подвижно и снабжено для перемещения микрометрическим винтом.

В месте расположения детектора наблюдаются интерференционные максимумы и минимумы, в зависимости от оптической разности хода для волн, распространяющихся по упомянутым двум путям.

Индикатором служит детектор, соединенный с усилителем 8, и измерительный прибор 9. Генераторный клистрон модулируется, прямоугольными импульсами.

Образцы диэлектрика 6 представляют собою тонкие плоские листы (толщиной 2—3 мм), располагающиеся вплотную у подвижного зеркала.

Диэлектрическая постоянная рассчитывается по тому изменению фазы, которое внесет этот образец диэлектрика. Так как при определении диэлектрической проницаемости все измерения сводятся к линейным, которые могут быть выполнены с высокой точностью, погрешность измерения  $\epsilon$  диэлектриков с малыми потерями в диапазоне волн 8—10 мм не превышает 1%.

Для диэлектрических измерений можно применить и другие схемы интерферометров миллиметровых волн. При переходе к более коротковолновым участкам этого диапазона применение интерферометров имеет ряд преимуществ по сравнению с другими методами диэлектрических измерений.

#### СЛУЧАЙ ПРОИЗВОЛЬНОГО УГЛА ПАДЕНИЯ ВОЛНЫ НА ПОВЕРХНОСТЬ ДИЭЛЕКТРИКА

При измерениях в свободном пространстве, когда электромагнитные волны направляются на образец под произвольным углом падения, представляется возможным измерить величины  $\epsilon$ ,  $\mu$ ,  $\text{tg } \delta_e$  и  $\text{tg } \delta_m$ , характеризующие электрические и магнитные свойства материала.

Если направить поляризованную электромагнитную волну, электрическое поле которой параллельно плоскости падения, на

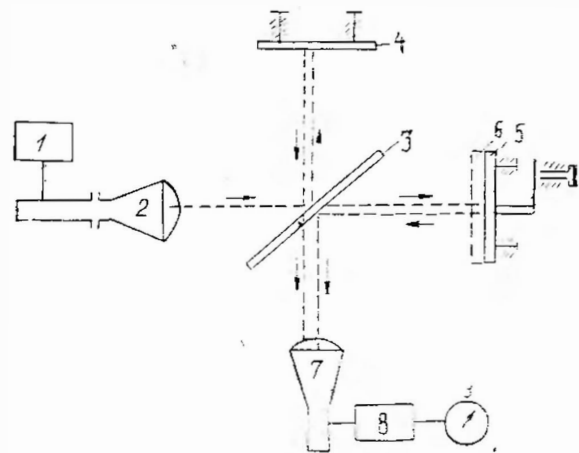


Рис. 82. Применение интерферометра миллиметровых волн для измерений диэлектрической постоянной.

слой диэлектрика (рис. 83) и определить угол Брюстера, при котором отраженное поле было бы минимальным, то в случае небольших потерь имеет место соотношение

$$\varepsilon = \operatorname{tg}^2 \vartheta_B. \quad (5.31)$$

Если затем пластинку исследуемого вещества поместить в электромагнитное поле под углом падения Брюстера и измерить величину  $\frac{1}{r^2}$  (отношение мощности, передаваемой через образец, к мощности, передаваемой без образца), — можно получить величину тангенса угла диэлектрических потерь по формуле

$$\operatorname{tg} \delta_e = \frac{\lambda}{\pi d} \frac{\ln r}{\sqrt{\varepsilon + 1}} + \vartheta(\operatorname{tg}^2 \delta_e), \quad (5.32)$$

где  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве;  
 $d$  — толщина образца;  
 $\vartheta(\operatorname{tg}^2 \delta_e)$  — члены второго и высшего порядков по  $\operatorname{tg} \delta_e$ .

Если образец обладает магнитными свойствами, т. е. его  $\mu \neq 1$ , то имеется возможность, измерив угол Брюстера  $\vartheta_B$ , коэффициент

отражения  $\frac{1}{u}$  и коэффициент прохождения  $\frac{1}{r^2}$ , определить его ди-

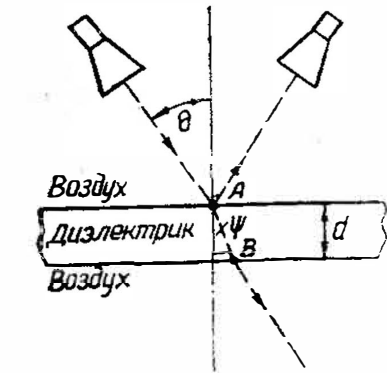


Рис. 83. Отражение и прохождение электромагнитных волн, падающих на слой диэлектрика.

электрическую и магнитную проницаемости.

В этом случае определяется угол Брюстера, который соответствует минимуму отражения волны  $E$ , поляризованной параллельно плоскости падения, и коэффициент отражения  $\frac{1}{u}$  волны  $E$ ,

поляризованной перпендикулярно плоскости падения и падающей на образец под углом Брюстера. Для этих величин имеют место соотношения

$$\operatorname{tg}^2 \vartheta_B = \frac{\varepsilon(\varepsilon - \mu)}{\varepsilon\mu - 1} \quad (5.33)$$

и

$$\frac{1}{u} = \frac{\varepsilon - \mu}{\varepsilon + \mu}. \quad (5.34)$$

Сочетание этих двух уравнений позволяет рассчитать отдельно величины  $\varepsilon$  и  $\mu$ .

Если, кроме этого, определить коэффициент прохождения  $\frac{1}{r^2}$  для образца, поставленного под углом Брюстера к лучу, как и в предыдущем случае, то получим:

$$\operatorname{tg} \frac{\delta_e + \delta_m}{2} = \frac{\lambda}{2\pi d} \frac{\cos \vartheta_B}{\mu} \ln r. \quad (5.35)$$

Для небольших потерь

$$2 \operatorname{tg} \frac{\delta_e + \delta_m}{2} \approx \operatorname{tg}(\delta_e + \delta_m) \approx \operatorname{tg} \delta_e + \operatorname{tg} \delta_m. \quad (5.36)$$

Потери можно разделить, вычислив отношение коэффициента отражения при параллельной поляризации к коэффициенту отражения при перпендикулярной поляризации, если волна в обоих случаях падала под углом Брюстера.

Пусть  $\frac{R_{\parallel}}{R_{\perp}} = \frac{1}{m^2}$ , где  $R = \frac{1}{u}$  — коэффициент отражения, тогда

$$\operatorname{tg} \delta_e = \frac{S + D}{\varepsilon + \mu}, \quad (5.37)$$

где  $S = \mu(\operatorname{tg} \delta_e + \operatorname{tg} \delta_m)$ ;

$$D = \varepsilon \operatorname{tg} \delta_e - \mu \operatorname{tg} \delta_m = \frac{2(\varepsilon - \mu)}{m} + \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\varepsilon^2}\right) S \operatorname{tg}^2 \vartheta_B.$$

Таким образом, можно разделить диэлектрические и магнитные потери в образце.

На практике имеется источник значительных погрешностей, которые не учитывались в предыдущем расчете.

Это эффект многократных отражений, иллюстрируемый рис. 84.

Поправку на эффект многократных отражений можно ввести следующим образом.

Пусть  $\frac{1}{u_0}$  — истинное значение коэффициента отражения, а  $\frac{1}{u_a}$  — измеренное значение.

Тогда имеет место соотношение

$$\frac{1}{u_a^2} = \frac{1}{u_0^2} \cdot \frac{1 - 2B \cos \beta + B^2}{1 - \frac{2B}{u_0^2} \cos \beta + \frac{B^2}{u_0^4}} \quad (5.38)$$

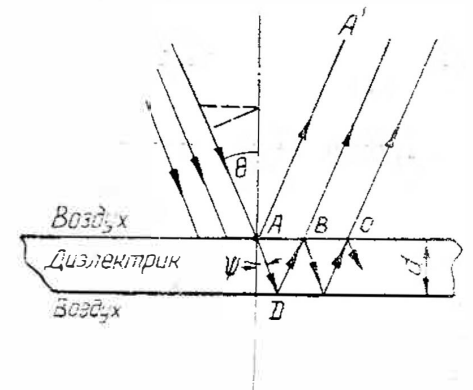


Рис. 84. Эффект многократных отражений в диэлектрике.



где

$$\beta = \frac{4\pi d}{\lambda} \varepsilon \cos \vartheta_B; \quad B = \exp \left[ -\frac{4\pi d}{\lambda} \varepsilon \cos \vartheta_B \cdot \operatorname{tg} \frac{\delta_e + \delta_m}{2} \right].$$

Таким образом, зная  $u_a$ , можно вычислить  $u_B$ . Однако величины  $\beta$  и  $B$  можно вычислить, если известно  $\varepsilon$ . С другой стороны, для вычисления  $\varepsilon$  необходимо знать  $u_B$ . Поэтому приходим к трансцендентному уравнению, которое решается особыми методами.

Когда величина  $\mu$  близка к единице, решение этого уравнения может быть найдено методом последовательного приближения.

Положив временно  $\mu = 1$ , получим  $\varepsilon_1$  — первое приближенное значение по уравнению

$$\varepsilon_1 = \operatorname{tg}^2 \vartheta_B.$$

Используя эту величину  $\varepsilon_1$ , можно вычислить приближенное значение  $u_B$  по уравнению

$$u_{B1} = \frac{\varepsilon_1 + 1}{\varepsilon_1 - 1}. \quad (5.39)$$

Далее находятся в первом приближении величины

$$B = \exp \left[ -2 \frac{\varepsilon}{\mu} \cos^2 \vartheta_B \ln r \right], \quad (5.40)$$

$$\cos \beta = \frac{u_a^2 (1 + B^2) - u_B \left( 1 + \frac{B^2}{u_B^4} \right)}{2B(u_a^2 - 1)}, \quad (5.41)$$

где  $u_a$ ,  $r$  и  $\vartheta_B$  — экспериментальные величины;  
 $\varepsilon = \varepsilon_1$ ;  $\mu = 1$ .

Если использовать теперь уравнение

$$\beta = \frac{4\pi d}{\lambda} \varepsilon \cos \vartheta_B \quad (5.42)$$

и подставить в него первое приближение  $\beta$ , то можно для  $\varepsilon$  получить второе приближение  $\varepsilon_2$ . Используя его, можно найти  $\mu$  из уравнения

$$\mu^2 = \frac{\varepsilon_2 - \operatorname{tg}^2 \vartheta_B}{\varepsilon_2 (1 + \operatorname{tg}^2 \vartheta_B)}. \quad (5.43)$$

Этот метод повторяется до тех пор, пока величины  $\varepsilon$  и  $\mu$  не будут больше изменяться от одной аппроксимации к другой.

Такой же метод последовательного приближения применяется при расчете поправленного значения тангенсов углов потерь (с учетом многократных отражений). Если  $m_2^2$  — измеренное от-

ношение  $\left( \frac{R_{\perp}}{R_{\parallel}} \right)$ , то поправленное значение можно рассчитать из соотношения

$$m_2^2 = m_a^2 \left( 1 - \frac{2B}{u_B^2} \cos \beta + \frac{B^2}{u_B^4} \right) \quad (5.44)$$

Итак, для определения  $\varepsilon$ ,  $\mu$ ,  $\operatorname{tg} \delta_e$  и  $\operatorname{tg} \delta_m$  необходимо выполнить следующие измерения:

При параллельной поляризации:

1. Угол Брюстера  $\vartheta_B$ .

2. Коэффициент прохождения  $\frac{1}{r}$  при  $\vartheta = \vartheta_B$ .

3. Коэффициент отражения  $\frac{1}{u}$  при  $\vartheta = \vartheta_B$ .

При перпендикулярной поляризации:

4. Коэффициент отражения  $\frac{1}{u}$  при  $\vartheta = \vartheta_B$ .

Дополнительно требуется измерить величины:

5. Длину волны  $\lambda$ .

6. Толщину образца  $d$ .

Если  $\mu = 1$  и  $\operatorname{tg} \delta_m = 0$ , то необходимо выполнить лишь пп. 1, 2, 5, 6.

Блок-схема установки для измерений приведена на рис. 85. Установка состоит из трех основных частей: 1) передатчика, 2) приемного устройства и 3) механического устройства для перемещения передатчика, приемника, образца, для перемещения приемной антенны на  $\lambda/4$ , точного отсчета углов, а также для изменения плоскости поляризации.

Передатчик состоит из клистронного генератора, волноводной системы, волномера, согласующей секции, аттенюатора и передающего рупора.

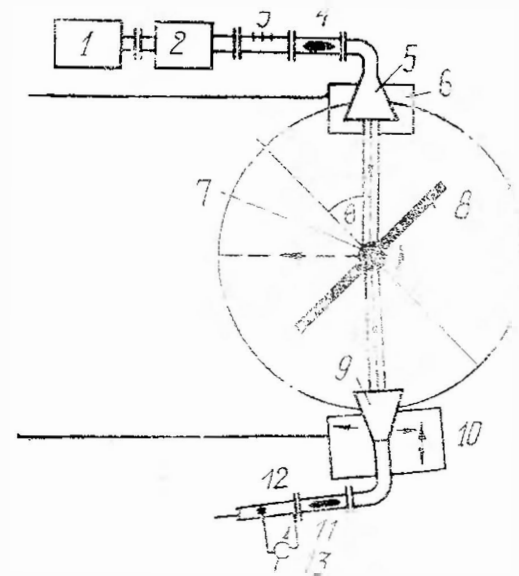


Рис. 85. Блок-схема установки для измерения диэлектриков в свободном пространстве. 1 — Генератор. 2 — Волномер. 3 — Трансформатор. 4 — Аттенюатор. 5 — Передающий рупор. 6 — Механическое устройство для перемещения передатчика. 7 — Механическое устройство для перемещения образца испытуемого материала. 8 — Испытуемый образец. 9 — Приемный рупор. 10 — Приемный рупор. 11 — Индикатор.

Приемник состоит из приемного рупора 9, калиброванного аттенюатора 11, согласующего плунжера 12, детектора и чувствительного гальванометра 13. Диаграмма направленности рупоров порядка 6,5° в точках половинной мощности, т. е. достаточно узка.

Исследования показали, что ошибки, вызываемые сферичностью фронта, получаются при этом малыми, особенно в случае тонких образцов.

Размеры образца должны быть такими, чтобы устранить влияние дифракции при измерениях.

### § 5. Пондеромоторные измерители диэлектриков

Для измерения диэлектрической постоянной жидких и газообразных тел в диапазоне миллиметровых волн могут найти себе применение пондеромоторные измерители диэлектриков. В основу этих приборов положен тот факт, что пондеромоторные силы электромагнитных волн зависят от диэлектрической постоянной среды.

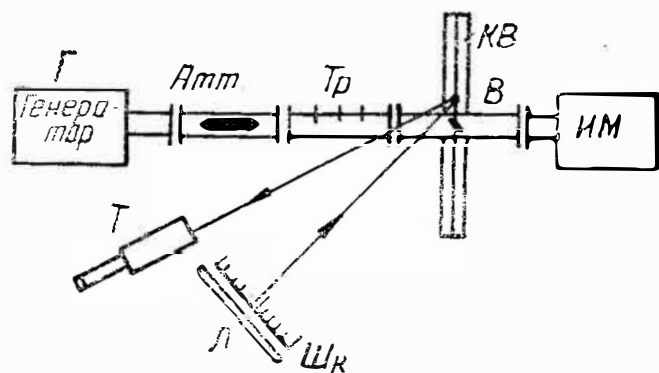


Рис. 86. Блок-схема установки для измерения диэлектриков с помощью пондеромоторного измерителя.

На рис. 86 приведена возможная схема прибора. На рисунке обозначены: Г — генератор, А — аттенюатор, Тр — согласующий трансформатор, ИМ — измеритель мощности, В — отрезок волновода, КВ — крутильные весы, Шк — шкала, Л — лампа, Т — зрительная труба.

На кварцевой нити в волноводе укрепляется подвижной элемент. В качестве подвижного элемента могут быть использованы тонкий провод, пластинка и т. д.

Нити, поддерживающие подвижной элемент, находятся в натянутом состоянии, причем, как внизу, так и вверху, они жестко закреплены, чтобы избежать горизонтальных смещений подвижного элемента под действием сил поверхностного натяжения жидкости, заполняющей волновод. Подвижной элемент в положении равновесия устанавливается так, что плоскость элемента состав-

ляет с осью волновода угол, близкий к 45°. Затем подвижной элемент подвергается действию пондеромоторных сил поля, в результате чего элемент поворачивается на некоторый угол  $\vartheta$ , регистрируемый оптической системой.

Указанные наблюдения проводятся для случая, когда в волноводе воздух ( $\vartheta$  для воздуха) и для случая, когда волновод заполнен жидкостью ( $\vartheta$  жидкости) или газом, диэлектрические постоянные которых хотят измерить.

Так как угол поворота элемента пропорционален квадрату напряженности электрического поля, а значения вектора Умова — Пойнтинга в обоих случаях одинаковы, то

$$\frac{\vartheta_{\text{жидк}}}{\vartheta_{\text{возд}}} = \frac{E_1^2}{E_2^2} = \frac{1}{V \epsilon_{\text{жидк}}}, \quad \vartheta_{\text{жидк}} = V \epsilon_{\text{жидк}} \quad (5.45)$$

Для регулировки уровня мощности в схеме предусмотрен измеритель мощности ИМ и аттенюатор Атт. Трансформатор Тр служит для согласования волноводного тракта. Особенно выгодно применять этот метод для измерения малых диэлектрических постоянных с высокой точностью. Этот вопрос, как известно, является одним из наиболее сложных в технике диэлектрических измерений.

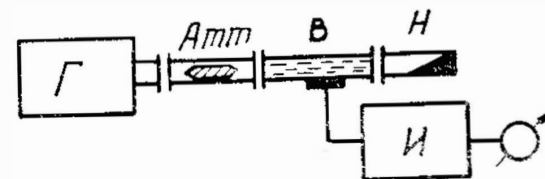


Рис. 87. Блок-схема установки для измерений диэлектриков с помощью пондеромоторного измерителя, использующего давление электромагнитных волн на стенки волновода.

Другая возможная схема пондеромоторного измерителя, предназначенного для измерения диэлектрических постоянных жидкостей и газов, приведена на рис. 87. На рисунке обозначены: Г — генератор, Атт — аттенюатор, В — волноводная секция с гибкой мембраной или пьезокварцевой пластиной, смонтированной в узкую сторону волновода, И — индикаторное устройство, Н — нагрузочное сопротивление.

Методика измерений в этом случае такая же, как и в предыдущем случае.

Если показания индикаторного устройства пропорциональны квадрату напряженности магнитного поля, т. е.  $\vartheta = n \cdot H^2$ ,

$$\frac{\vartheta_{\text{жидк}}}{\vartheta_{\text{возд}}} = V \epsilon_{\text{жидк}} \quad (5.46)$$

## ЛИТЕРАТУРА

### Общая литература

1. Барлоу и Каллен. Измерения на сверхвысоких частотах. Изд-во «Советское радио», 1952.
2. Р. А. Валитов и В. Н. Сретенский. Радиоизмерения на сверхвысоких частотах. Воениздат, 1951.
3. Техника измерений на сантиметровых волнах. т. I и т. II. «Советское радио», 1949.
4. Ф. Термен, Дж. Петтит. Измерительная техника в электронике. Издательство иностранной литературы, 1955.
5. Б. В. Сергованцев. Миллиметровые волны и их применение. «Советское радио», 1957.
6. Г. Клингер. Физика и техника миллиметровых волн. Funk und Ton, 1954, № 10, 509—519.
7. И. Р. Пирс. Миллиметровые волны. Electronics, 1951, 24, № 1, 61—69.
8. Уда, Камирё и Сибата. Измерительная техника для миллиметровых волн. J. Inst. Electr. Eng. Japan, 1955, 38, № 5, 380—385.
9. Рошроль. Аппаратура для измерения на миллиметровых волнах. L'onde électrique, 1955, 35, № 338, 458—460.
10. Г. Д. Бурдун. Радиоизмерительная аппаратура миллиметрового диапазона. «Измерительная техника», 1957, № 2, 91—92.
11. В. Вильшоу и др. Экспериментальное оборудование и техника для изучения распространения миллиметровых волн. Proc. Inst. Electr. Eng., 1955, 102, part B, 99.

### К главе I

12. П. Н. Лебедев. Избранные произведения. ГТТИ, 1949.
13. А. А. Глаголева-Аркадьева. Собрание трудов. Издательство АН СССР, 1948.
14. В. Ф. Коваленко. Введение в электронику сверхвысоких частот. «Советское радио», 1951.
15. Д. Вутон, А. Пирс. Отражательный клистронный генератор для области 8—9 мм. Proc. Inst. Electr. Eng., 1956, № 3, 104—111.
16. И. Вокан. Магнетрон миллиметровых волн. Proc. Inst. Electr. Eng., 1956, № 3, 95—103.
17. Джонсон и др. Генератор гармоник миллиметрового диапазона. Rev. Scient. Instruments, 1954, 25, № 3, 213—217.
18. Зейдль. Методы получения миллиметровых волн. Slaborgoucy obzor, 1955, 16, № 6, 293—301.
19. Мотт, Ханд, Мэллори. Генерирование субмиллиметровых волн. Journ. Appl. Physics, 1955, 26, № 11, 1384.
20. И. Фаранд. Генерирование миллиметровых волн. Proc. Inst. Electr. Eng., 1955, 102, № 6, 858—860.
21. Р. Твисс. О генерировании миллиметровых и субмиллиметровых волн. J. Electronics, 1956, № 5, 502—507.
22. П. Хаукис. Генераторы миллиметровых волн. J. Electronics, № 5, 498—502.
23. Дж. К. Саусворт. Принципы и применения волноволной передачи. «Советское радио», 1953.
24. М. Е. Герценштейн и Л. Н. Брянский. Погрешности ослабителя вследствие рассогласования в тракте сверхвысоких частот. «Измерительная техника», № 1, 1956, стр. 28.

### К главе II

25. Гейсинг, Мак-Кью. Измерение длины волны в миллиметровом диапазоне. Rev. Scient. Instruments, 1955, 26, № 12, 1203—1204.
26. Боллиз. Тонкие измерения частот в диапазоне 22 000—37 000 Мгц. L'onde électrique, 1953, VI, № 315, 259—269.

27. Стержневые волномеры для диапазона 180—80 000 Мгц. Archiv der Electr. Übertragung, 1956, V, 10, 2, 51—57.

28. Дж. Мартин, К. Шуман. Измерение длины волны в миллиметровой области. Electronic Engineering, 1953, 26, № 5, 299—310.

29. Харвей. Приборы для измерения в сантиметровом и миллиметровом диапазоне. Proc. IEE, part II, 98, 1951, № 66.

30. Л. Д. Брызжев, Г. Д. Бурдун, А. Я. Лейкин и др. О воспроизведении единиц времени и частоты с помощью атомных постоянных. «Измерительная техника», 1955, № 3.

31. Н. Г. Басов. Молекулярный генератор. «Радиотехника и электроника», 1966, № 6.

32. Н. Г. Басов. I. Молекулярный генератор на пучке молекул аммиака. II. Исследование работы молекулярного генератора. «Приборы и техника эксперимента», 1957, № 1, 71—82.

33. Л. Эссен. Цезиевый эталон частоты Национальной физической лаборатории. La suisse horlogere, 1956, № 1, 36—40.

34. Кулшау. Интерферометр на миллиметровых волнах. Proc. Phys. Society, sec. B, 1950, Vol. 63, № 371 B, 939—954.

35. Кулшау. Интерферометр Фабри-Перо на миллиметровых волнах. Proc. Phys. Society, sec. B, 1953, 66, № 403 B, 597—608.

36. Р. Кетц. Спектрометр для миллиметровых волн. Rev. scient. Instruments, 1948, Vol. 19, № 9, 286—290.

### К главе III

37. А. И. Бродский и В. И. Проненко. Микрокалориметры для измерения с. в. ч. мощности в сантиметровом диапазоне. «Измерительная техника», 1957, № 5.

38. Р. А. Валитов и В. Н. Сретенский. Измерение мощности на с. в. ч. Харьков, 1956.

39. В. Шарплесс. Калориметр для измерения мощности миллиметровых волн. Trans. IRE, 1954, Vol. MTT-2, № 3, 45—48.

40. М. Смит, И. Фауган. Микроволновый термисторный калориметр, J. Scient. Instr. 1956, Vol. 33, 353—356.

41. А. Стэндинг. Самобалансирующий термисторный мост. J. Scient. Instr. 1954, Vol. 31, № 9, 343—344.

42. И. Лейн. Пленочный радиометр сантиметровых волн. Nature, 1956, Vol. 177, № 4504, 392.

43. И. Коллард. Энтракометр для измерения мощности в прямоугольном волноводе. Proc. IEE, 1946, 93, p. III A, № 9, 1399.

44. Х. Барлоу, Л. Стефенсон. Применение эффекта Холла для измерения мощности с. в. ч. Proc. IEE, 1956, Vol. 103, part B, № 7, 110—112.

45. Р. А. Валитов. Стрелочные приборы для измерения мощности сантиметровых волн. «Измерительная техника», 1956, № 4.

46. Пенякова. Ваттметры нового типа. «Радиотехника», 1954, № 1.

47. А. Каллен. Абсолютное измерение мощности на сантиметровых волнах. Proc. IEE, 1952, 99, part IV, № 2, 100—111.

48. А. Каллен. Ваттметр для измерения мощности по вращающему моменту. Proc. IEE, 1952, 99, part IV, № 4, 294—301.

### К главе IV

49. М. Е. Герценштейн и Л. Н. Брянский. Погрешности ослабителя вследствие рассогласования в тракте сверхвысоких частот. «Измерительная техника», 1956, № 1.

50. Б. Ханд. Широкополосный вращающийся волноводный аттенюатор. Electronics, 1954, Vol. 27, № 1, 184—185.

51. В. Вильшоу и др. Экспериментальное оборудование и техника для изучения распространения миллиметровых волн. Proc. IEE, 1955, 102, part B, 99.

52. Гордон, Смит. Поршневые ослабители миллиметрового диапазона. Wireless engineer, 1949, Vol. 26, № 313, 322—324.

## К главе V

53. Измерение  $\epsilon$  и  $\operatorname{tg} \delta$  на миллиметровых волнах. «Успехи физических наук», 1966, т. 55, № 1.

54. Г. Д. Бурдун. Измерение диэлектрической проницаемости и потерь в твердых диэлектриках в сантиметровом диапазоне с помощью волноводов. «Журнал технической физики», 1950, 20, 813.

55. Брук и др. Поглощение миллиметровых волн в твердых диэлектриках. *Journal optical society America*, 1953, Vol. 43, № 12, 1191.

55. Т. Толпей. Оптические методы измерения комплексной диэлектрической и магнитной проницаемости на сантиметровых и миллиметровых волнах. *L'onde électrique*, 1953, № 319, 561--569.

# СО Д Е Р Ж А Н И Е

	Стр.
Предисловие	3
<b>Глава I. Генераторы и индикаторы миллиметровых волн. Волноводный тракт; методы и приборы для осуществления и контроля согласования элементов тракта</b>	<b>5</b>
§ 1. Генераторы миллиметровых волн	5
§ 2. Индикаторы миллиметровых волн	8
§ 3. Волноводный тракт; влияние степени согласования элементов тракта на точность измерения	9
§ 4. Методы и приборы для измерения полных сопротивлений и коэффициента стоячей волны напряжения	13
§ 5. Согласующие устройства	17
§ 6. Оконечные согласованные нагрузки	18
<b>Глава II. Измерение длины волны и частоты</b>	<b>19</b>
§ 1. Резонансные волномеры	20
§ 2. Гетеродинные частотомеры	25
§ 3. Атомные и молекулярные эталоны частоты	26
§ 4. Интерференционный метод измерения длины волны	29
§ 5. Измерение длины волны методом дифракционного спектрометра	37
<b>Глава III. Методы и приборы для измерения мощности</b>	<b>42</b>
§ 1. Классификация измерителей мощности	42
§ 2. Калориметрические измерители мощности	44
§ 3. Термисторные и болометрические измерители мощности	54
§ 4. Энтракометры	60
§ 5. Применение пондеромоторного действия электромагнитных волн для измерения с. в. ч. мощности	62
§ 6. Пондеромоторные измерители мощности, основанные на давлении электромагнитных волн на стенки волновода, коаксиальной линии или объемного резонатора	65
§ 7. Пондеромоторные измерители мощности, основанные на давлении электромагнитных волн на отражающие элементы, введенные внутрь волновода или объемного резонатора	69
<b>Глава IV. Измерение ослабления. Деление мощности</b>	<b>78</b>
§ 1. Ослабители (аттенюаторы)	78
§ 2. Направленные ответвители	87
§ 3. Волноводные тройники как делители мощности	91
§ 4. Методы градуировки ослабителей и направленных ответвителей	92

	Стр.
Глава V. Измерение диэлектрических и магнитных постоянных диэлектриков	95
§ 1. Волноводные методы измерения диэлектриков	96
§ 2. Резонаторный метод измерения диэлектриков	103
§ 3. Измерения электрических и магнитных характеристик магнитодиэлектриков	105
§ 4. Измерения диэлектриков в свободном пространстве	107
§ 5. Пондеромоторные измерители диэлектриков	116
Литература	118

### ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Страница	Строка	Напечатано	Должно быть
5	2 снизу	$u - u_m \sin \omega t$	$u = u_m \sin \omega t$
8	4 "	полотение	положение
8	3 "	нтенны	антенны
21	Подпись под рис. 12	вол номераспрямоугольным	волномера с прямоугольным
28	Рис. 18 и строка 14 снизу	фокусирующее устройство	фокусирующее и сортирующее устройство
71	Подпись под рис. 49	3. Зеркало	8. Зеркало
98	Знаменатель коэффициента формулы (5.4)	$2\pi$	$2\pi d$
98	Числитель формулы (5.5)	$(s1 + ig^2 \frac{2\pi x_0}{\lambda_b})$	$s (1 + ig^2 \frac{2\pi x_0}{\lambda_b})$
110	19 снизу	$ig \delta_e$	$ig \delta_e$
113	11 сверху	$\frac{R_{11}}{R_{11}}$	$\frac{R_{11}}{R_{\perp}}$

Г. Д. Бурдуи, Р. А. Валитов и др. Радионизмерения на миллиметровых волнах.

Техн. редактор Я. Т. Чернышенко.

Корректор Р. Е. Дорф.

Допущено к печати 11 VIII 1958 г. БЦ 08856. Формат 60×92<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Объем: 3,875 бум. л., 7,75 печ. л., 7,68 уч.-изд. л. Зак. 130. Тираж 5000. Цена 4 руб.

Типография Издательства ХГУ. Харьков, Университетская. 16