



**ИЗМЕРЕНИЕ  
МОЩНОСТИ  
НА СВЧ**

---

Измерение мощности на СВЧ. (Серия «Радиоэлектронные измерительные приборы».) М., «Сов. радио», 1976, 168. с.

Авт.: М. И. Билько, А. К. Томашевский, П. П. Шаров  
Е. А. Баймуратов.

Рассмотрен широкий круг вопросов, связанных с измерением СВЧ мощности: изложены и систематизированы основные методы измерений, проведен анализ погрешностей измерения мощности различными ваттметрами. Изложены принципы построения преобразователей и ваттметров различных типов и их расчет. Дано описание конструкций распространенных отечественных и зарубежных ваттметров СВЧ диапазона и их основные особенности. Рассмотрены перспективы дальнейшего совершенствования этих приборов.

Книга предназначена всем тем, кому по роду работы приходится иметь дело с измерениями мощности СВЧ, а также специалистам, связанным с разработкой и проектированием ваттметров СВЧ диапазона. Она может быть полезна аспирантам и студентам вузов.

Рис. 127, табл. 9, библиограф. 165 назв.

М. И. Билько, А. К. Томашевский, П. П. Шаров,  
Е. А. Баймуратов

*Редакция радиотехнической литературы*

И 30405-023  
046 (01)-76 22-76

© Издательство «Советское радио», 1976 г.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Развитие современной науки и техники требует непрерывного совершенствования радиоизмерительных средств. Среди большого разнообразия видов радиоизмерений в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) одно из ведущих мест занимает измерение мощности.

Приборы для измерения мощности СВЧ, называемые ваттметрами СВЧ, кроме основного своего назначения используются также для измерения интенсивности излучения при медико-биологических исследованиях, для определения потерь в четырехполосниках, коэффициента отражения, частотных характеристик различных радиоустройств и т. д. Ваттметры СВЧ входят в число основных приборов, используемых на всех этапах разработки, регулировки и выпуска в сферу обращения генераторов и усилителей СВЧ. В последнее время ваттметры СВЧ начали применять в системах с программным управлением для измерения и контроля уровня выходной мощности источников сигналов.

В книге описываются основные методы измерений мощности от одного микроватта до нескольких киловатт (среднее значение) и более в диапазоне частот от нескольких мегагерц до десятков гигагерц, рассматриваются принципиальные схемы и конструкции отдельных узлов и приборов в целом, приводится анализ погрешностей измерения мощности. Кратко описываются новые методы, используемые в научно-исследовательской практике, в частности методы, основанные на новых эффектах в полупроводниках, пригодные для измерения импульсной мощности; рассмотрены особенности измерения мощности в оптическом диапазоне длин волн.

Книга будет полезна специалистам, занимающимся конструированием и эксплуатацией ваттметров СВЧ, систем и комплексов, в состав которых входят преобразователи и ваттметры СВЧ, а также студентам старших курсов и аспирантам радиотехнических вузов.

Книга содержит обширную библиографию. Материал книги изложен так, чтобы каждую главу можно было читать отдельно.

Авторы выражают признательность канд. техн. наук Фрумкину В. Д. и канд. техн. наук Кончицу А. И. за ценные замечания, сделанные ими при рецензировании рукописи.

Мощность в общем виде есть физическая величина, которая определяется работой, производимой в единицу времени. Единица мощности ватт (Вт) соответствует мощности, при которой за одну секунду выполняется работа в один джоуль (Дж).

На постоянном токе и переменном токе низкой частоты непосредственное измерение мощности зачастую заменяется измерением дей-

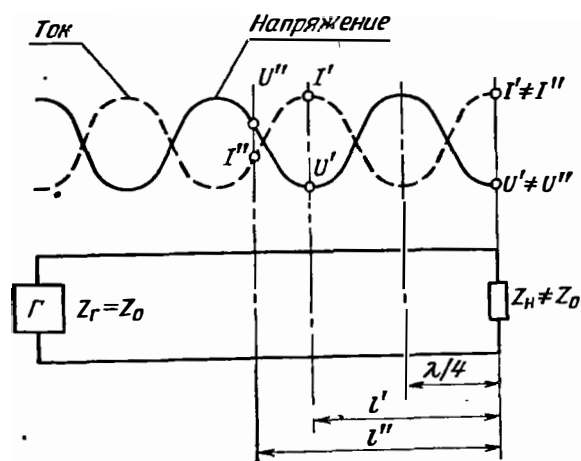


Рис. 1.1. Стоячие волны напряжения и тока в линии передачи без потерь, нагруженной на несогласованную нагрузку.

ствующего значения электрического напряжения на нагрузке  $U$ , действующего значения тока, протекающего через нагрузку  $I$ , и угла сдвига фаз между током и напряжением  $\varphi$ . При этом мощность определяют выражением

$$P = UI \cos \varphi.$$

В СВЧ диапазоне измерение напряжения и тока становится затруднительным. Соизмеримость размеров входных цепей измерительных устройств  $l$  с длиной волны  $\lambda$  является одной из причин неоднозначности измерения напряжения и тока (рис. 1.1). Измерения сопровождаются значительными частотными погрешностями. Следует добавить, что измерение напряжения и тока в волноводных трактах при некоторых типах волн, например  $H_{01}$  в круглом волноводе, теряет практический смысл, так как продольная составляющая в проводнике от-

сутствует, а разность потенциалов между концами любого диаметра сечения волновода равна нулю. В связи со сказанным на частотах начиная с десятков мегагерц предпочтительным и более точным становится непосредственное измерение мощности, а на частотах свыше 1 000 МГц — это единственный вид измерений, однозначно характеризующий интенсивность электромагнитных колебаний. Для непосредственного измерения мощности СВЧ применяют методы, основанные на фундаментальных физических законах, включающие метод прямого измерения основных величин: массы, длины и времени.

При этом различают два основных случая:

- измерение мощности, проходящей от источника в данную нагрузку (проходящей мощности);
- измерение мощности, которую источник может отдать в согласованную нагрузку (поглощаемой мощности).

В первом случае применяют ваттметры проходящей мощности, во втором — ваттметры поглощаемой мощности.

Для характеристики источников СВЧ мощности в большинстве случаев достаточно знать среднее значение выходной мощности. В общем виде среднее значение выходной мощности можно записать как

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt,$$

где  $T$  — период усреднения,  $p(t)$  — мгновенное значение мощности.

Генераторы импульсно-модулированных сигналов часто характеризуют пиковой мощностью. Под пиковой мощностью понимают усредненное значение СВЧ мощности за период частоты несущей, приходящийся на максимум огибающей импульса мощности. Пиковую мощность  $P_{\text{пик}}$  можно измерить непосредственно или определить по формуле исходя из средней мощности  $P_{\text{ср}}$ , скважности  $Q$  и коэффициента формы импульса  $K_{\text{фи}}$ :

$$P_{\text{пик}} = K_{\text{фи}} Q P_{\text{ср}},$$

где  $Q = 1/F_{\text{и}} \tau_{\text{и}}$  — скважность импульсов;  $F_{\text{и}}$  — частота следования импульсов, Гц;  $\tau_{\text{и}}$  — длительность импульсов, с;  $K_{\text{фи}}$  — коэффициент формы, равный отношению максимального уровня (пиковой мощности) действительного импульса мощности к уровню эквивалентного прямоугольного импульса той же ширины и площади.

На практике часто используют термин «импульсная мощность» ( $P_{\text{и}}$ ). При этом речь идет о среднем значении мощности в импульсе при огибающей СВЧ импульса прямоугольной формы. Для СВЧ импульсов с огибающей прямоугольной формы пиковая и импульсная мощности равны, так как  $K_{\text{фи}} = 1$ . В этом случае  $P_{\text{и}} = P_{\text{пик}} = Q P_{\text{ср}}$ .

При СВЧ импульсах с огибающей не прямоугольной формы понятие «импульсная мощность» становится неопределенным из-за отсутствия установившегося подхода к определению длительности импульса (рис. 1.2).

Несмотря на разнообразие методов измерения СВЧ мощности, все они сводятся к преобразованию энергии электромагнитных СВЧ

колебаний в другой вид энергии, доступной для измерения: тепловую, механическую и т. д.

Среди приборов для измерения СВЧ мощности наибольшее распространение получили ваттметры, основанные на тепловых методах. Используют также ряд других методов — пондеромоторный, зондовый и другие.

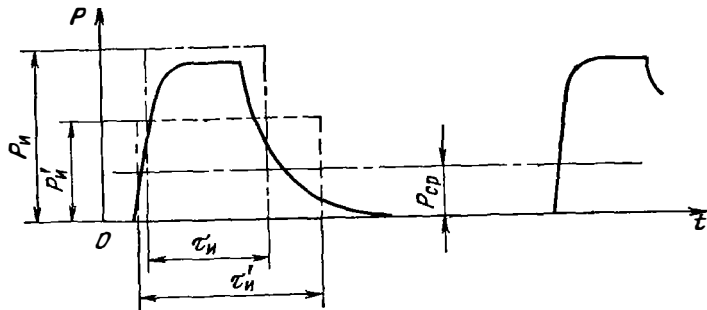


Рис. 1.2. Зависимость  $P_n$  от условно принятой длительности импульса произвольной формы.

Рассмотрим основные характеристики, свойственные ваттметрам, их основные узлы и требования, предъявляемые к ним.

### 1.1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

**Входной импеданс и согласование.** Известно, что одним из параметров, которым характеризуется источник СВЧ колебаний, является его выходная мощность. Эта мощность зависит от импеданса нагрузки и достигает максимума при комплексно-сопряженной нагрузке, т. е. при  $Z_n = Z_g^*$  (рис. 1.3).



Рис. 1.3. Упрощенная структурная схема передачи СВЧ мощности в нагрузку.

Под выходной мощностью источника СВЧ колебаний принято понимать мощность, которую он может развить на согласованной нагрузке. В связи с этим приборы, предназначенные для измерения выходной мощности генераторов (ваттметры поглощаемой мощности), должны являться эквивалентами согласованной нагрузки и их входное сопротивление  $Z_{в}$  должно быть равно характеристическому сопротивлению линии передачи  $Z_{ол}$ .

Аналогичное требование предъявляют к ваттметрам проходящей мощности. Их включают между генератором и нагрузкой, и, следовательно, они не должны нарушать условия передачи мощности. Это достигается в том случае, когда входной и выходной импедансы ваттметра проходящей мощности равны  $Z_{ол}$ .

В реальных приборах условия согласования импеданса ваттметра в некотором приближении. Степень согласования импеданса ваттметра

с волновым сопротивлением линий передачи характеризуется коэффициентом отражения

$$\Gamma_{в} = (\dot{Z}_{в} - Z_{ол}) / (\dot{Z}_{в} + Z_{ол}). \quad (1.1)$$

Модуль коэффициента отражения равен отношению амплитуды напряженности поля отраженной волны  $E_{отр}$  к амплитуде напряженности поля падающей волны  $E_{пад}$ :

$$|\Gamma_{в}| = E_{отр} / E_{пад}. \quad (1.2)$$

На практике чаще измеряют коэффициент стоячей волны (КСВ), который связан с коэффициентом отражения соотношением

$$КСВ = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|). \quad (1.3)$$

В зависимости от класса точности ваттметра КСВ на входе прибора не должен превышать следующих значений [10]:

класс точности	1,0	1,5	2,5	4,0	6,0	10,0	15,0	25,0
КСВ, не более	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,7		

**Рабочий диапазон частот.** Рабочий диапазон частот ваттметра — это полоса частот, в которой характеристики ваттметра, в частности основная погрешность, не превышают нормируемых значений. В рабочем диапазоне частот, как правило, ваттметры не перестраивают по частоте. Исключение составляют так называемые избирательные ваттметры, которые при изменении частоты необходимо перестраивать. Рабочий диапазон частот таких ваттметров определяется пределами регулировки настроечных элементов.

Основным требованием, предъявляемым к диапазонным ваттметрам, является следующее: коэффициент перекрытия (отношение максимальной частоты к минимальной) должен быть менее 2 для коаксиальных ваттметров и не менее 1,4—1,5 для волноводных. Большой широкополосности достигают применяя сменные преобразователи. У наиболее широкополосных коаксиальных и волноводных ваттметров полоса рабочих частот ограничивается возможностями СВЧ тракта. Рабочий диапазон частот принято выражать в мегагерцах на частотах до 1 000 МГц и в гигагерцах на более высоких частотах.

**Пределы измерений. Динамический диапазон.** Пределы измерений мощности выражают либо в ваттах (дольных и кратных единицах), либо в децибеллах относительно уровня 1 мВт. Динамический диапазон ваттметров обычно не превышает 30—40 дБ, в то время как диапазон измеряемых мощностей составляет более 140 дБ. Динамический диапазон отдельных ваттметров расширяют применяя сменные преобразователи, внешние делители (аттенюаторы, направленные ответвители). При этом, однако, возникают трудности принципиального характера, не позволяющие с помощью одного прибора и набора делителей к нему измерять мощность во всем динамическом диапазоне хотя бы в узкой полосе частот.

**Основная погрешность.** Основная погрешность измерения — это погрешность прибора (включая систематическую и случайную состав-



ляющие) в нормальных условиях (нормальные условия оговорены в ГОСТ 9763—67). Она определяется как разность между показанием прибора и истинным значением измеряемой величины. Так как истинное значение измеряемой величины неизвестно, пользуются так называемым действительным значением измеряемой величины. Под действительным значением измеряемой величины понимают значение, настолько приближающееся к истинному, что его можно принять за истинное.

Действительное значение измеряемой величины, как правило, определяют экспериментально с помощью образцовой аппаратуры, имеющей погрешность, по крайней мере в три раза меньшую нормируемой основной погрешности поверяемого прибора.

Основную погрешность данного типа приборов нормируют, чтобы разность между показанием любого экземпляра ваттметра и действительным значением измеряемой величины находилась в пределах гарантированного интервала с определенной доверительной вероятностью, т. е.

$$-A_{\delta 1} \leq \delta \leq A_{\delta 2}, \quad (1.4)$$

где  $A_{\delta 1}$  и  $A_{\delta 2}$  — предельно допустимые значения основной погрешности.

Для приборов, имеющих невысокую точность, нормы на допустимое значение основной погрешности задают в виде

$$-A_{\delta} \leq \delta \leq +A_{\delta}. \quad (1.5)$$

Основная погрешность ваттметра для конечного значения установленного предела измерений, выраженная в процентах, не должна превышать его класса точности.

**Дополнительные погрешности.** Дополнительной погрешностью является изменение показаний прибора при отклонении одного из влияющих факторов за пределы нормальной области значений. В зависимости от влияющих факторов различают следующие дополнительные погрешности: из-за изменения температуры, влажности, давления, напряжения питания и др. Дополнительная температурная погрешность нормируется обычно в процентах на  $10^{\circ}\text{C}$ , а остальные в процентах на весь интервал изменения, например на предельно допустимое отклонение от номинала напряжения сети 220 В, 50 Гц.

**Коэффициент преобразования, коэффициент эффективности измерительного (приемного) преобразователя.** Эти характеристики определяют качество приемных преобразователей. Значения коэффициентов преобразования и эффективности используют для определения измеряемой мощности в тех случаях, когда измерительную схему ваттметра калибруют на постоянном токе или переменном токе низкой частоты:

$$P_{\text{СВЧ}} = P_{\text{в}}/K_{\text{прб}} \text{ или } P_{\text{СВЧ}} = P_{\text{в}}/K_{\text{э}}, \quad (1.6)$$

где  $P_{\text{в}}$  — показание отсчетного устройства измерительной схемы;  $K_{\text{прб}}$ ,  $K_{\text{э}}$  — коэффициенты преобразования и эффективности приемного преобразователя.

Коэффициент преобразования в общем случае есть отношение сигнала на выходе преобразователя, отображающего измеряемую величину, к вызывающему его сигналу на входе преобразователя (ГОСТ 16263—70).

Для ваттметров СВЧ коэффициент преобразования есть отношение сигнала на выходе приемного преобразователя (или изменение его выходного параметра) к вызывающей его мощности на входе (или изменению мощности на входе). В частности, для болометрических и термисторных преобразователей  $K_{\text{прб}} = \Delta R/\Delta P$  (Ом/Вт) представляет отношение изменения сопротивления преобразователя к вызывающему его изменению мощности на входе преобразователя; для термоэлектрических —  $K_{\text{прб}} = U_{\text{тэ.д.с.}}/P$  (В/Вт), где  $U_{\text{тэ.д.с.}}$  — значение термо-э. д. с. на выходе преобразователя,  $P$  — мощность на входе преобразователя; для диодных —  $K_{\text{прб}} = U/P$  (В/Вт), где  $U$  — значение напряжения на выходе преобразователя, и т. д. В общем случае  $K_{\text{прб}}$  зависит от уровня мощности и частоты сигнала.

На практике наиболее употребим коэффициент эффективности, который в основном зависит от частоты. В отличие от коэффициента преобразования коэффициент эффективности есть безразмерная величина. Он представляет собой отношение коэффициента преобразования, измеренного на СВЧ, к коэффициенту преобразования, измеренному на постоянном токе или переменном токе низкой частоты (т. е. при сигнале калибровки измерительной схемы) при одинаковом эффекте на выходе преобразователя.

Для болометрических и термисторных преобразователей коэффициент эффективности есть отношение замещающей мощности к СВЧ мощности, поглощенной в приемном преобразователе, т. е.

$$K_{\text{э}} = K_{\text{прбСВЧ}}/K_{\text{прб кал}} = P_{\text{зам}}/P_{\text{СВЧ}}. \quad (1.7)$$

Коэффициент эффективности характеризует преобразователь с точки зрения потерь в передающей линии, излучения, а также неэквивалентности замещения мощности СВЧ мощностью тока калибровки.

Пользуясь значением  $K_{\text{э}}$ , измеряемую мощность определяют как

$$P_{\text{СВЧ}} = P_{\text{в}}/K_{\text{э}}, \quad (1.8)$$

где  $P_{\text{в}}$  — показание отсчетного устройства ваттметра, Вт.

Основные требования, предъявляемые к приемным преобразователям ваттметров, — постоянство коэффициентов преобразования и эффективности в рабочем диапазоне частот и уровней и максимальное приближение  $K_{\text{э}}$  к единице.

При этом, когда не требуется высокая точность измерений, коэффициент эффективности можно условно принять равным единице, если его действительное значение отличается от единицы не более чем на 1/2 нормированного значения основной погрешности ваттметра. Применяемые на практике приемные преобразователи имеют  $K_{\text{э}} = 1,0 \dots 0,7$  в диапазоне частот 0,03—37,5 ГГц. Следует отметить, что ранее вместо термина «коэффициент эффективности» употребляли термин «коэффициент преобразования». Изменение терминологии обусловлено введением в действие стандарта 16263—70 «Государственная си-

стема обеспечения единства измерений. Метрология. Термины и определения».

**Время установления показаний.** Эта характеристика особенно важна при использовании ваттметра в автоматических системах. Под временем установления показаний понимают время с момента подачи измеряемого сигнала на вход прибора до того момента, когда разность между показанием отсчетного устройства и установившимся значением окажется меньше нормированной. По ГОСТ 13605—75 нормируемая разность не должна превышать 1/2 основной погрешности. При экспоненциальном характере установления процесс считается установившимся спустя время, равное  $(5-6)\tau$ , где  $\tau$  — постоянная времени.

Существует еще ряд параметров, характеризующих качество ваттметров: устойчивость к перегрузкам, степень экранировки, время безотказной работы, габаритные размеры, масса и др.

В целях обеспечения единства измерений мощности классификация, перечень параметров ваттметров и приемных преобразователей к ним, нормы на их основные технические характеристики, методы испытаний изложены в действующих стандартах [10—15].

## 1.2. ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ ВАТТМЕТРОВ

Основными узлами любого ваттметра являются приемный (первичный) измерительный преобразователь (или комплект преобразователей) и измерительный блок, включающий в себя измерительное и отсчетное устройства (рис. 1.4, 1.5).

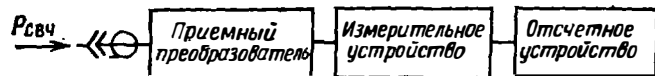


Рис. 1.4. Структурная схема ваттметра поглощаемой мощности.

**Приемный преобразователь.** В приемном преобразователе энергия электромагнитных СВЧ колебаний преобразуется в тепловую, механическую энергию или в электрический сигнал, доступный для дальнейшего преобразования и измерения низкочастотными устройствами.

В ваттметрах СВЧ применяют следующие виды преобразователей: — тепловые — калориметрические (в том числе сухие калориметры), болометрические (термисторные), термоэлектрические и др.;

— пондеромоторные;

— электронные — детекторные на вакуумных и полупроводниковых диодах, газоразрядные, на основе эффекта «горячих» носителей, эффекта Холла и др.;

— ферритовые, использующие эффект ферромагнитного резонанса.

Приемные преобразователи полностью определяют входное сопротивление ваттметра СВЧ и степень его согласования с волновым сопротивлением передающего тракта. При этом различают две группы

приемных преобразователей: преобразователи ваттметров поглощаемой (рис. 1.4) и проходящей (рис. 1.5) мощности. Принципиальное отличие этих групп заключается в том, что приемные преобразователи в первом случае рассеивают всю подводимую СВЧ мощность, а во втором, как правило, потребляют незначительную часть мощности, проходящей в нагрузку.

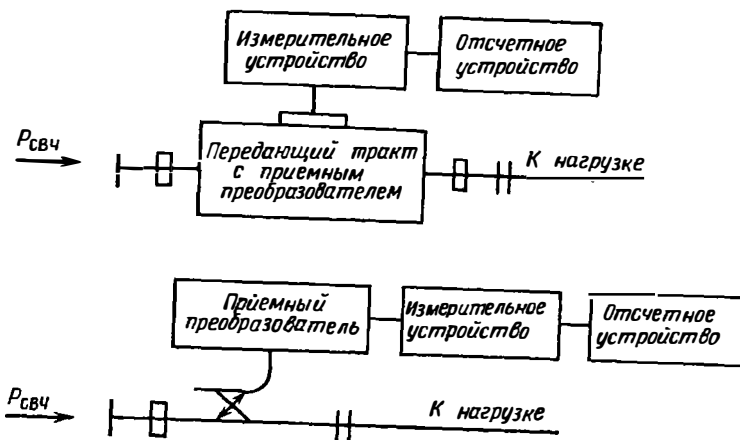


Рис. 1.5. Типовые структурные схемы ваттметров проходящей мощности.

Соотношение между мощностью, отдаваемой источником в согласованную нагрузку, и мощностью, рассеиваемой в приемном преобразователе ваттметра поглощающего типа, может быть выражено как

$$P_{\text{согл}} = \frac{P_{\text{в}}}{K_{\text{в}}} \frac{|1 - \Gamma_{\text{г}} \Gamma_{\text{в}}|^2}{1 - |\Gamma_{\text{в}}|^2}, \quad (1.9)$$

где  $\Gamma_{\text{г}}$ ,  $\Gamma_{\text{в}}$  — комплексные значения коэффициентов отражения генератора и приемного преобразователя.

Из уравнения (1.9) следует, что для повышения точности измерения мощности коэффициенты отражения приемных преобразователей должны быть минимальными. В идеальном случае  $\Gamma_{\text{в}} = 0$ .

Влияние неоднородностей, создаваемых чувствительными элементами приемных преобразователей ваттметров проходящего типа и нагрузкой, на точность измерений более подробно будет показано в гл. 3.

Кроме важнейших метрологических характеристик (коэффициента преобразования, или коэффициента эффективности, КСВ), приемные преобразователи характеризуются также предельной измеряемой мощностью (для болометрических и термисторных преобразователей — максимальным и минимальным значением мощности смещения\*),

\* Под мощностью смещения понимают мощность постоянного тока или переменного тока низкой частоты, подводимую к преобразователю, при которой сопротивление чувствительного элемента преобразователя (болометра или термистора) становится равным рабочему.

динамическим диапазоном, степенью линейности, устойчивостью к перегрузкам и т. д.

**Измерительное устройство.** Как правило, оно включает узлы и блоки, преобразующие выходной сигнал приемного преобразователя в сигнал, удобный для индикации и подачи на отсчетное устройство, калибратор (при необходимости) и другие вспомогательные узлы. В зависимости от типа приемного преобразователя измерительным устройством может служить самобалансирующийся мост или мост с ручной балансировкой ( для болометрических и термисторных ваттметров), усилитель постоянного или переменного тока, импульсный усилитель, механическая измерительная система и т. д.

Основные требования, предъявляемые к измерительному устройству:

- постоянство коэффициента передачи в рабочих условиях эксплуатации ( линейная амплитудная характеристика);
- малая инерционность;
- малая нестабильность показаний ( в том числе дрейф нуля);
- удобное и (или) автоматизированное управление.

**Отсчетное устройство** индицирует мощность, рассеиваемую преобразователем, в аналоговой или цифровой форме. Обычно отсчетное устройство совмещают с измерительным.

### 1.3. КЛАССИФИКАЦИЯ ВАТТМЕТРОВ [10]

В зависимости от целевого назначения и способа включения в передающий тракт различают две основные группы ваттметров:

- проходящей мощности (условное обозначение М2- ...\*),
- поглощаемой мощности (условное обозначение М3- ...).

Кроме того их делят:

- по виду используемых первичных измерительных преобразователей на тепловые (калориметрические, термоэлектрические, термисторные и болометрические), пондеромоторные, электронные (диодные, на эффекте Холла и др.), ферритовые и др.;
- по характеру измеряемой мощности на ваттметры среднего значения мощности непрерывных и (или) импульсно-модулированных сигналов, импульсной мощности (мощности в импульсе);
- по уровню средних значений измеряемых мощностей на ваттметры малой мощности ( до 10 мВт), средней мощности (свыше 10 мВт до 10 Вт), большой мощности (свыше 10 Вт до 10 кВт);
- по точности на классы 1,0; 1,5; 2,5; 4,0; 6,0; 10,0; 15,0; 25,0;
- по типу СВЧ тракта на коаксиальные и волноводные.

ГОСТ 13605—75 допускает относить широкодиапазонные и многопредельные ваттметры к различным классам точности на различных участках диапазона частот и при различных пределах измерений.

\* Каждому прибору основной группы в процессе его разработки присваивают очередную номер.

## Глава 2

### МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОГЛОЩАЕМОЙ МОЩНОСТИ

Измерение поглощаемой мощности является наиболее распространенным видом измерения СВЧ мощности. Приемные преобразователи ваттметров поглощаемой мощности, являющиеся эквивалентом согласованной нагрузки, включают на конце передающей линии. В зависимости от вида применяемых преобразователей различают следующие методы измерений: тепловые (калориметрический, болометрический, термоэлектрический); метод вольтметра; метод с использованием частотно-избирательных ферритовых элементов.

#### 2.1. ТЕПЛОВЫЕ МЕТОДЫ. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Тепловые методы основаны на преобразовании энергии СВЧ в тепловую с последующим измерением приращения температуры рабочего тела, в котором происходит преобразование, или величины замещающей мощности низкой частоты или постоянного тока, вызывающей эквивалентное приращение температуры рабочего тела. В основе метода лежит уравнение

$$P_{cp} = Q_T/t = c_T \cdot \Theta/t, \quad (2.1)$$

где  $Q_T$  — количество теплоты, Дж;  $c_T$  — теплоемкость рабочего тела, Дж/°С;  $\Theta$  — приращение температуры рабочего тела, °С;  $t$  — время, с.

Возможность калибровки тепловых приборов на постоянном токе способствует достижению высокой точности измерения СВЧ мощности. При конструировании тепловых приборов особое внимание обращают на время установления показаний, которое в основном определяется тепловой инерционностью элементов системы. Время установления теплового равновесия системы пропорционально произведению теплоемкости рабочего тела на тепловое сопротивление между ним и средой. Следовательно, уменьшать время установления показаний можно уменьшая оба влияющих фактора.

Уменьшать время установления показаний можно также применяя метод замещения. Метод замещения основан на допущении, что замещающая мощность и мощность СВЧ создают одинаковый тепловой эффект в рабочем теле. Перед измерением рабочее тело предварительно разогревают постоянным (переменным) током до определенного теплового состояния. После подачи СВЧ сигнала мощность постоянного (переменного) тока уменьшают на такую величину, чтобы тепловое состояние рабочего тела осталось неизменным. При этом приращение

мощности постоянного (переменного) тока, получившее название замещающей, принимают равным измеряемой мощности. Таким образом, при замещении суммарная мощность, подводимая к рабочему телу до начала измерений и при измерении, остается неизменной. Это обуславливает неизменность температуры рабочего тела, а следовательно, и исключает в первом приближении зависимость времени измерения от тепловых характеристик рабочего тела.

Метод замещения широко применяют в термисторных и калориметрических ваттметрах. Обычно процесс замещения автоматизирован.

## 2.2. КАЛОРИМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД

Применение калориметрического метода для измерения СВЧ мощности является частным случаем его использования в области физических исследований [1, 2]. Широкое применение этого метода оправдано простотой превращения энергии электрического тока в теплоту. Устройство калориметрических ваттметров СВЧ весьма разнообразно и определяется в основном уровнем мощности, диапазоном частот и требуемой точностью.

Все калориметры можно разделить на две большие группы. Это калориметры с переменной температурой, в которых мощность определяется по изменению температуры рабочего тела калориметра, и калориметры с постоянной температурой. Тепловые процессы, происходящие в калориметре, в зависимости от оболочки калориметра могут носить адиабатический или изотермический характер. Для калориметрического тела с неидеальной изоляцией уравнение теплового равновесия имеет вид

$$P = c_t \cdot d\theta/dt + \theta/R_{\text{тпл}}, \quad (2.2)$$

где  $P$  — мощность, рассеиваемая в рабочем теле;  $d\theta/dt$  — скорость изменения температуры рабочего тела;  $\theta$  — разность температур рабочего тела и окружающей среды;  $R_{\text{тпл}}$  — тепловое сопротивление между рабочим телом и окружающей средой.

Общее решение уравнения (2.2) запишем как

$$\theta = R_{\text{тпл}} P [1 - \exp(-t/R_{\text{тпл}} c_t)], \quad (2.3)$$

где  $R_{\text{тпл}} c_t$  — тепловая постоянная времени калориметрической системы.

При идеальной теплоизоляции рабочего тела уравнение (2.2) упрощается:

$$P = c_t \cdot d\theta/dt. \quad (2.4)$$

Решение уравнения (2.4) дает линейную зависимость температуры рабочего тела от времени (рис. 2.1), если  $P = \text{const}$ ,  $c_t = \text{const}$ .

При конечном, но достаточно большом значении теплового сопротивления скорость изменения температуры в начальный период практически такая же, как при  $R_{\text{тпл}} = \infty$ , а затем уменьшается и при  $t \gg R_{\text{тпл}} c_t$  стремится к нулю. При малых значениях  $R_{\text{тпл}}$  время

установления температуры уменьшается, но одновременно уменьшается и степень разогрева рабочего тела.

На практике применяют устройства как с большим, так и с малым значением  $R_{\text{тпл}}$ . В первом случае величину измеряемой мощности определяют исходя из скорости изменения температуры рабочего тела  $d\theta/dt$  в момент подачи мощности, а во втором — по разности температур  $\theta$  в установившемся режиме.

### 2.2.1. Калориметры с переменной температурой

К этой группе приборов относятся как статические, так и проточные калориметрические ваттметры. В статических приборах рабочее тело приемного преобразователя, где энергия СВЧ колебаний превращается в тепловую, неподвижно и в процессе измерения не изменяет формы и физических свойств.

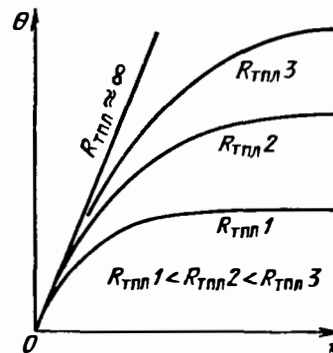


Рис. 2.1. Зависимость температуры рабочего тела от времени при различных значениях теплового сопротивления.

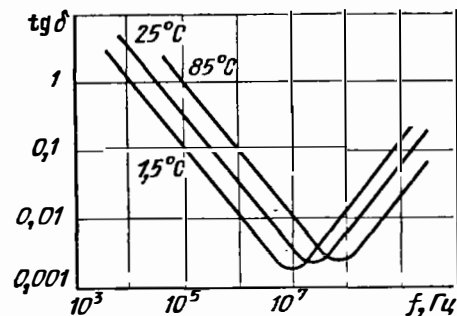


Рис. 2.2. Зависимость тангенса угла диэлектрических потерь дистиллированной воды от частоты.

В проточных калориметрах содержится жидкость, играющая роль переносчика тепла от рабочего тела во внешнюю среду. Если для этих целей используют дистиллированную воду или растворы на ее основе, то в силу ее большой поглощающей способности на частотах свыше 500 МГц ( $\text{tg} \delta > 0,01$ , рис. 2.2) она может одновременно выполнять роль объемного поглотителя мощности СВЧ в приемных преобразователях (калориметрических нагрузках) и является, таким образом, рабочим телом калориметра.

Рабочим телом для статических калориметров может служить как вода, так и твердые объемные и пленочные поглотители. В случае использования твердых материалов приборы называют «сухими» калориметрами. При высокой степени тепловой изоляции калориметрического тела величину измеряемой мощности определяют умножая известное значение теплоемкости рабочего тела на скорость изменения его температуры по формуле (2.4). В формулу подставляют значения тепло-

емкости в джоулях на градус Цельсия. Если теплоемкость выражена в калориях на градус Цельсия, то справедливо выражение

$$P_{\text{СВЧ}} = 4,18 c_t \cdot d\Theta/dt. \quad (2.5)$$

Рассмотрим простейшую модель статического калориметра с теплоизолированной нагрузкой (рис. 2.3) [3]. Прибор представляет собой сосуд Дьюара, наполненный водой. В сосуд помещен конец волновода, закрытый наклонной стеклянной стенкой, отделенной теплоизолятором от источника СВЧ мощности. При подведении мощности СВЧ в течение времени  $t$  измеряют повышение температуры воды и в результате определяют скорость изменения ее температуры, т. е.  $d\Theta/dt$ .

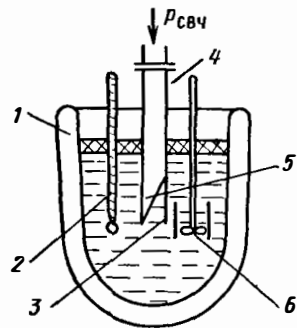


Рис. 2.3. Упрощенная конструкция статического калориметра:

1 — сосуд Дьюара; 2 — термометр; 3 — водяная нагрузка; 4 — линия передачи; 5 — стеклянная стенка; 6 — лопаточка для перемешивания воды.

При малой тепловой изоляции в статических калориметрах измеряют приращение температуры рабочего тела в установившемся режиме, а измеряемую мощность рассчитывают по формуле

$$P_{\text{СВЧ}} = k_T \Theta, \quad (2.6)$$

где  $k_T$  — коэффициент, определяющий количество тепла, передаваемого окружающей среде в единицу времени при перепаде температуры в  $1^\circ\text{C}$  (Дж/с·град).

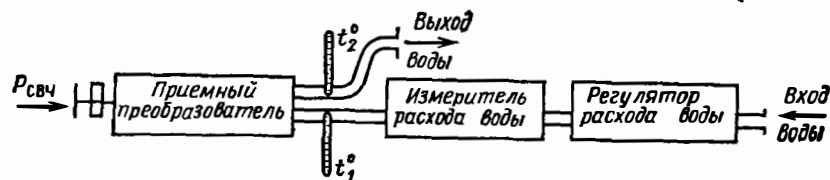


Рис. 2.4. Структурная схема проточного калориметра.

Теоретический расчет коэффициента  $k_T$  очень сложен, поэтому на практике его определяют экспериментально при калибровке статических калориметров с помощью образцовых приборов (например, проточных калориметров) или на постоянном токе.

В проточных калориметрах (рис. 2.4) процесс измерения СВЧ мощности сводится к измерению приращения температуры рабочего тела в установившемся режиме и расхода циркулирующей жидкости (в литературе проточные калориметры иногда называют циркуляционными). Приращение температуры жидкости определяют с помощью термометров, термопар, а ее регулируемый расход — расходомером.

Если принять, что вся СВЧ мощность полностью расходуется на разогрев воды, а удельная теплоемкость воды и ее расход постоянны,

то измеряемую мощность в установившемся режиме можно определить согласно выражению

$$P_{\text{СВЧ}} = c_t^{\circ\text{уд}} q_k d_v \Theta, \quad (2.7)$$

где  $c_t^{\circ\text{уд}}$  — удельная теплоемкость воды, Дж/кг·°С;  $q_k$  — расход воды, м<sup>3</sup>/с;  $d_v$  — плотность воды, кг/м<sup>3</sup>;  $\Theta$  — разность температур воды на входе и выходе приемного преобразователя, °С.

В зависимости от диапазона частот и степени согласования с передающим трактом приемные преобразователи (калориметрические

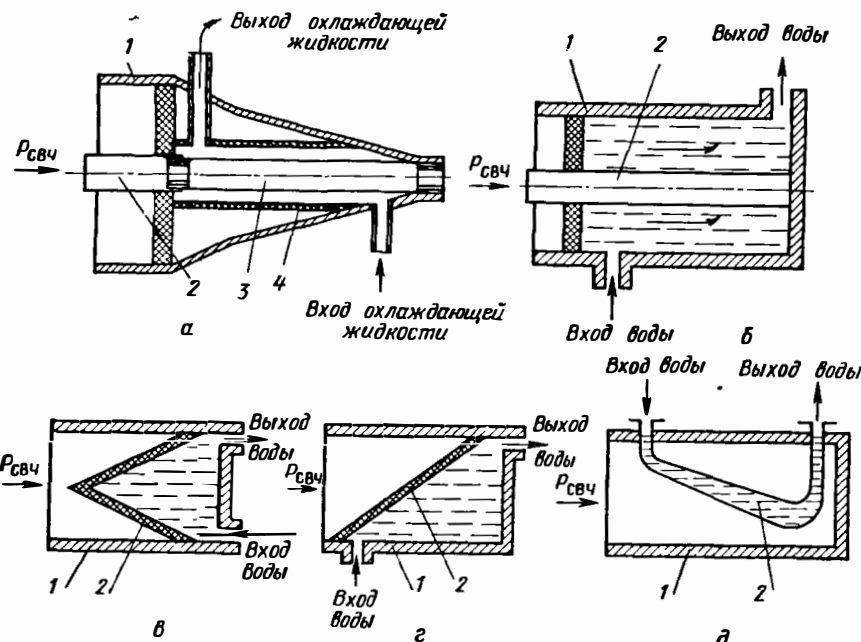


Рис. 2.5. Упрощенные конструкции калориметрических нагрузок:

а) 1 — корпус, 2 — внутренний проводник, 3 — СВЧ резистор, 4 — направляющая трубка; б) 1 — корпус; 2 — внутренний проводник; в) 1 — корпус; 2 — уплотнительный клин; г) 1 — корпус; 2 — уплотняющая стенка; д) 1 — корпус, 2 — стеклянная трубка.

нагрузки) проточных калориметров имеют различные конструкции (рис. 2.5, а, б для коаксиальных, рис. 2.5 в — д — для волноводных ваттметров). Приемный преобразователь коаксиального типа представляет либо пленочный резистор цилиндрического типа (рис. 2.5, а), заключенный в металлический экран экспоненциальной формы, омываемой водой или другой жидкостью (например, кремний-органической), либо объемную нагрузку, у которой часть коаксиала заполнена жидкостью (рис. 2.5, б). Волноводные приемные преобразователи, как правило, представляют калориметрические согласованные нагрузки объемного типа.

Статические и проточные калориметры в рассмотренном виде обладают существенными эксплуатационными недостатками, и поэтому

почти не находят практического применения. Их основные недостатки: невысокая чувствительность; большое время измерений; отсутствие прямого отсчета; наличие неучитываемых потерь СВЧ мощности в системе и на излучение; неучитываемый нагрев жидкости из-за трения; неучитываемое изменение теплоемкости системы в процессе нагрева. Рассмотрим некоторые способы устранения этих недостатков.

Для непосредственного измерения малых разностей температур и повышения чувствительности в проточных калориметрах применяют батареи (блоки) дифференциальных термопар (рис. 2.6), выход которых непосредственно или через усилитель постоянного тока соединен с отсчетным устройством. Термопары соединяют последовательно так, что их «холодные» спаи омываются входным, а «горячие» — выходным потоком воды (жидкости). Число соединенных термопар может дости-

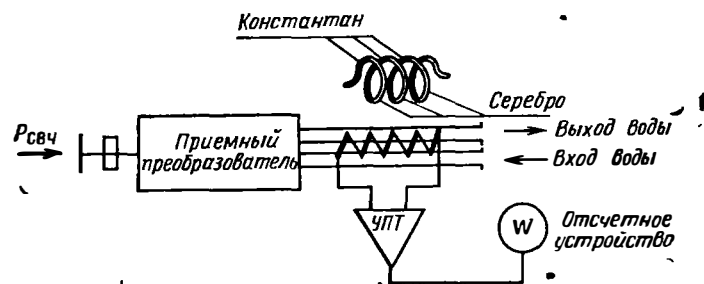


Рис. 2.6. Включение блока термопар в проточном калориметре.

гать нескольких сотен. Чувствительность такого блока термопар может составить 0,5 В/град, что в ряде случаев позволяет обойтись без усилителя.

Конструктивно блок термопар представляет собой константановый провод, намотанный с определенным шагом. Половину каждого витка покрывают тонким слоем меди или серебра. При этом сопротивление слоя меди (серебра) должно быть существенно меньше сопротивления константана во избежание потери чувствительности. Таким образом, каждый виток представляет собой термопару. Повышение чувствительности из-за увеличения числа термопар в блоке целесообразно до тех пор, пока они не будут существенно влиять на тепловые процессы в калориметре.

В статических калориметрах блоки термопар используют для регистрации разности температур рабочей и опорной нагрузок (рис. 2.7). Тепловая симметрия рабочей и опорной нагрузок снижает до минимума влияние температурных изменений окружающей среды.

Чтобы уменьшить зависимость показаний калориметрических ваттметров, обусловленную нагревом жидкости за счет трения, потерями теплоты за счет теплоотдачи во внешнюю среду, приборы калибруют на постоянном токе или переменном токе низкой частоты. Калибровка также позволяет исключить процесс измерения расхода жидкости у проточных калориметров, если он не изменяется за время измерения СВЧ мощности. Однако и при калибровке не исключается полностью

зависимость показаний от нелинейности термопар (калибровку, как правило, выполняют в одной или нескольких точках динамического диапазона), от изменения удельной теплоемкости и плотности жидкости при разных уровнях измеряемой мощности, а также от различия температурных полей при калибровке и измерении.

Более высокую точность измерения СВЧ мощности получают, используя метод сравнения, который заключается в сравнении измеряемой величины с величиной, воспроизводимой мерой [4]. При измерении СВЧ мощности сравнивается тепловое воздействие СВЧ мощности, подаваемой на рабочую нагрузку (приемный преобразователь) с тепловым воздействием известной мощности постоянного или пере-

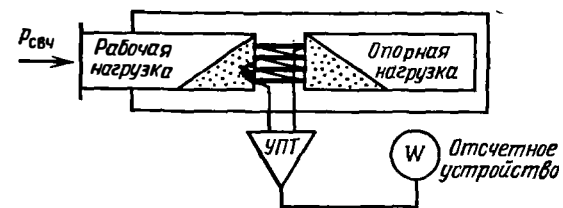


Рис. 2.7. Схема статического калориметра.

менного тока низкой частоты, подаваемой на опорную нагрузку (нагрузку сравнения). В проточных калориметрах, например, сравнивают температуры на выходе рабочей нагрузки и нагрузки сравнения при равенстве температур жидкости на входах обеих нагрузок.

Метод сравнения позволяет исключить измерение расхода жидкости, разности температур на входе и выходе нагрузки. Кроме того, при этом методе не требуется знать удельную теплоемкость и плотность жидкости, величину потерь тепла. Процесс измерения заключается в определении мощности, подаваемой на нагрузку сравнения. Следует отметить, что использованием метода сравнения не устраняется погрешность, обусловленная неэквивалентностью рабочей и опорной нагрузок. Для исключения этого в образцовых калориметрах поочередно используют каждую из нагрузок в качестве рабочей и опорной.

Рассмотрим функциональную схему быстродействующего проточного калориметра с автоматической термобалансировкой, основанного на методе сравнения (рис. 2.8). Прибор имеет две идентичные в тепловом отношении нагрузки: рабочую 1 и опорную 6, омываемые последовательно одним потоком жидкости. Теплообменник 4 обеспечивает равенство температур жидкости на входах обеих нагрузок. В непосредственной близости от рабочей и опорной нагрузок в трубопроводах расположены обмотки терморезисторов 2 и 5, образующие вместе с резисторами  $R_1$  и  $R_2$  мост, питаемый от генератора звуковой частоты. При отсутствии СВЧ мощности на входе рабочей нагрузки температура обмоток терморезисторов одинакова и мост сбалансирован. При поступлении СВЧ мощности мост разбалансируется. Сигнал разбаланса поступает на усилитель переменного тока, а затем на фазовый детек-



тор и усилитель постоянного тока, откуда образующийся сигнал компенсации поступает на нагрузку сравнения. При достаточном коэффициенте усиления схемы прибора можно получить такую мощность сигнала компенсации, которая, рассеиваясь на нагрузке сравнения, создает тепловой эффект, близкий к тепловому эффекту от воздействия СВЧ мощности на рабочую нагрузку. Сопротивления обмоток терморезисторов выравниваются и мостовая схема автоматически возвращается к состоянию, близкому к сбалансированному. Таким образом,

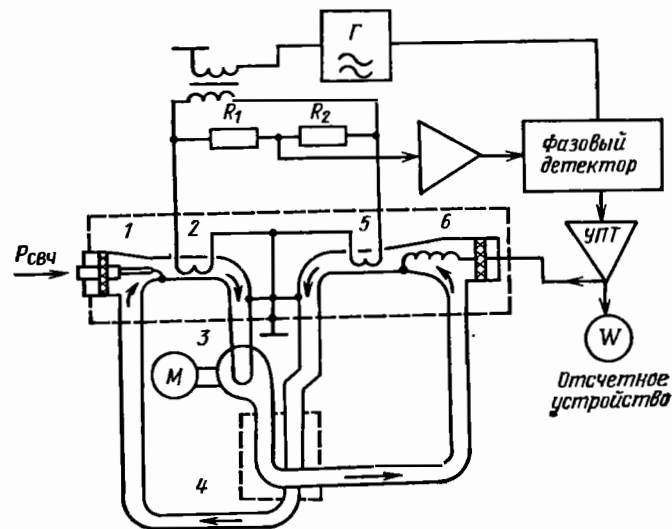


Рис. 2.8. Схема быстродействующего калориметра с автоматической термобалансировкой:

1 — приемный преобразователь (рабочая нагрузка); 2, 5 — термочувствительные резисторы; 3 — насос; 4 — теплообменник; 6 — опорная нагрузка.

мощность сигнала компенсации является мощностью сравнения. Ее измерение несложно. Благодаря следящей системе рассматриваемый ваттметр имеет малое время установления, которое при устойчивой работе системы практически определяется временем переноса тепла от нагрузки к обмотке термометра сопротивления.

Скорость потока жидкости в проточных калориметрах существенно влияет на точность измерений. Чрезмерные скорости уменьшают величину перепада температуры, приводя к ошибкам при измерении. Недостаточная скорость создает условия для возрастания теплоотдачи, приводя к увеличению ошибок, связанных с теплообменом. При малой скорости возможно недостаточное перемешивание жидкости из-за образования ламинарных потоков и связанных с этим перепадов температуры в поперечном сечении трубки, в которой устанавливаются термочувствительные элементы.

В трубках должно поддерживаться турбулентное течение, при котором интенсивно перемешиваются различные слои движущейся жидкости. Ламинарное течение переходит в турбулентное при числе

Рейнольдса  $R_n > 2000$  (для гладких трубок), которое для воды определяется выражением

$$R_n = 56 vD (1 + 0,33 t^\circ + 0,0002 t^{\circ 2}) \cdot 10^4, \quad (2.8)$$

где  $v$  — скорость воды, м/с;  $D$  — диаметр трубки, м;  $t^\circ$  — средняя температура,  $^\circ\text{C}$ .

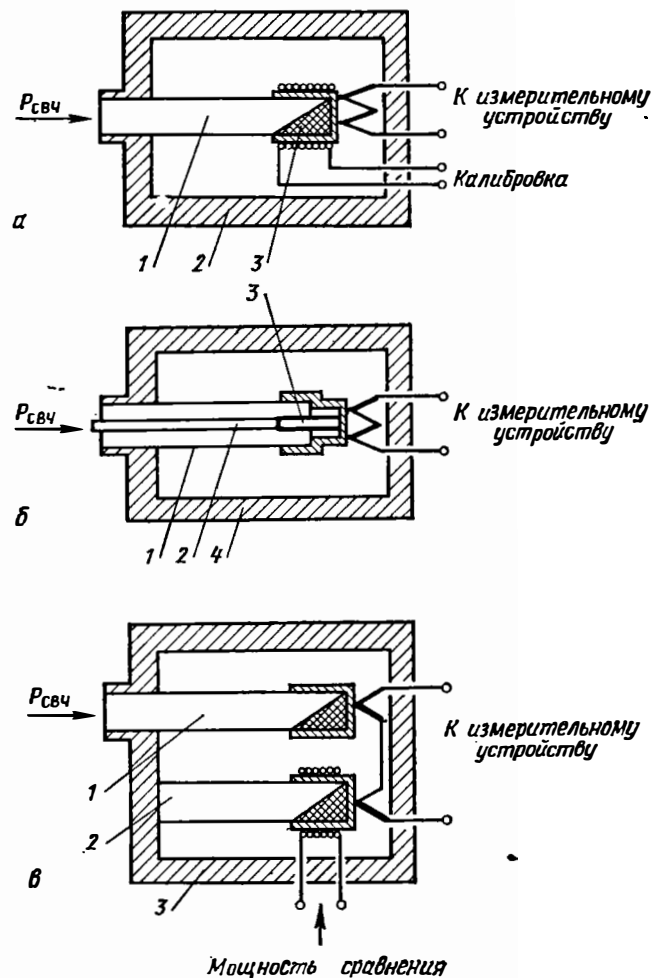


Рис. 2.9. Упрощенные конструкции нагрузок для сухих калориметров:

а) волноводная: 1 — волновод, 2 — экран, 3 — поглотитель; б) коаксиальная: 1 — внешний проводник, 2 — внутренний проводник, 3 — резистор, 4 — экран; в) волноводная: 1 — рабочая нагрузка, 2 — нагрузка сравнения; 3 — экран.

В результате недостаточного перемешивания жидкость в калориметрической нагрузке может закипеть, что существенно влияет на точность измерений. Достаточно сказать, что теплота, затраченная на превращение в пар только 0,1% жидкости, могла бы создать приращение

температуры всей жидкости на  $0,54^\circ \text{C}$ , что при среднем приращении температуры жидкости, например на  $10^\circ \text{C}$ , дает погрешность  $5,4\%$ .

Очень важно, чтобы в системе проточного калориметра имелось какое-либо устройство для удаления воздуха из водяного потока. При нагревании воды растворенный в ней газ выделяется в виде мельчайших пузырьков. Последние, прилипая к стенкам трубки, несущей воду, увеличивают сопротивление потоку и в системе с постоянным давлением изменяют скорость движения воды. Флуктуации потока воды приводят в конечном счете к флуктуациям температуры, что сказывается на точности измерения.

В сухих калориметрах тепло отводится от нагрузки (рабочего тела) в основном за счет теплопроводности конструкции. Превышение температуры рабочего тела измеряет батарея дифференциальных термопар, «горячие» спаи которых имеют тепловой контакт с рабочим телом, а «холодные» — с корпусом, промежуточным экраном или телом сравнения (опорной нагрузкой). Сухие калориметры калибруют, как правило, постоянным током, подаваемым либо непосредственно на нагрузку (СВЧ резистор в коаксиальных преобразователях), либо на специальный нагреватель (обмотку, намотанную с определенным шагом на объемную нагрузку — в волноводных преобразователях). Теплопередача в сухих калориметрах замедленная, и в зависимости от конструкции и требуемой точности время установления показаний может колебаться от единиц секунд до десятков минут. Уменьшают время установления показаний до нескольких секунд применяя метод сравнения и схемы автоматики для выравнивания температуры рабочей и опорной нагрузок.

Рабочие нагрузки для сухих калориметров аналогичны согласованным нагрузкам общего применения с той разницей, что они обладают малой теплоемкостью нагреваемых узлов (рис. 2.9). Чтобы повысить чувствительность, тракт СВЧ между входным разъемом и поглощающим элементом выполняют из материала с низкой теплопроводностью. Обычно это трубки из нержавеющей стали с толщиной стенки  $20\text{—}25$  мкм. Для уменьшения потерь мощности СВЧ токопроводящие стенки покрывают слоем серебра или золота толщиной  $3\text{—}5$  мкм.

Теплоемкость экрана должна быть значительно большей (на  $2\text{—}3$  порядка), чем теплоемкость калориметрической системы. Чтобы защитить прибор от влияния скачков температуры окружающей среды, устанавливают дополнительный тепловой экран или выбирают опорную нагрузку с постоянной во времени, равной постоянной во времени рабочей нагрузки (рис. 2.9, в).

### 2.2.2. Калориметры с постоянной температурой

Эти приборы отличаются тем, что в процессе измерений температура калориметрической системы не изменяется. Калориметры постоянной температуры бывают с фазовым переходом, компенсационные и основанные на методе замещения.

В калориметрах с фазовым переходом СВЧ энергия, превращенная в теплоту, определяется по количеству твердого вещества (например,

льда), перешедшего в жидкое состояние при температуре сосуществования фаз вещества [5]. Калориметры с фазовым переходом громоздки и неудобны в эксплуатации, так как требуют, чтобы обеспечивалось заданное распределение твердой фазы в калориметрической системе.

Компенсационные калориметры характеризуются тем, что в их калориметрической системе одновременно с одинаковой скоростью протекают два процесса: выделения и эквивалентного поглощения тепла. К этой группе относятся калориметры, в которых для компенсации положительного теплового эффекта используется явление Пельтье [6, 7, 8], т. е. теплота поглощается «холодными» спаями термопар при прохождении через них постоянного тока. Такие калориметры при со-

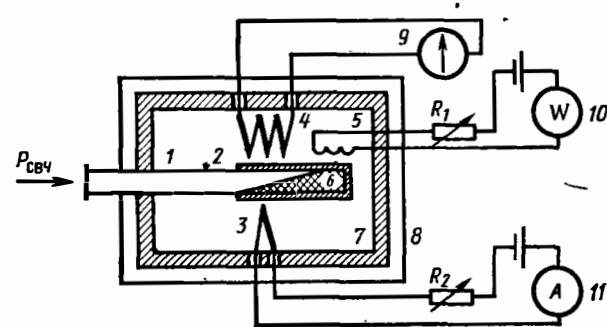


Рис. 2.10. Схема калориметра с компенсацией:

1 — волновод; 2 — волноводная насадка; 3 — термоэлемент; 4 — блок дифференциальных термопар; 5 — обмотка для калибровки; 6 — объемная нагрузка; 7 — экран; 8 — кожух; 9 — индикатор; 10, 11 — отчетные приборы;  $R_1$ ,  $R_2$  — переменные резисторы.

ответствующем выполнении калориметрической системы могут иметь высокую точность, и наряду с другими приборами их используют в качестве образцовых и эталонных для проверки и аттестации рабочих ваттметров и преобразователей к ним.

Для компенсационных калориметров основным является уравнение [6]

$$P_{\text{свч}} = A_t \cdot I_{0t}^2 - B_t \cdot I_{0t}^2, \quad (2.9)$$

где  $A_t$ ,  $B_t$  — параметры охлаждающего термоэлемента;  $I_{0t}$  — значение тока в цепи охлаждающего термоэлемента.

Достоинством калориметров с компенсацией является неизменность параметров системы. Это обусловлено тем, что калориметрическая система всегда находится при температуре, близкой к окружающей, и поэтому теплообмен со средой минимален. Рассмотрим упрощенную схему такого калориметра (рис. 2.10). Его калориметрическая система состоит из отрезка волновода 1, по которому подводится СВЧ мощность, волноводной насадки 2 с объемной нагрузкой 6, термоэлемента 3, «холодные» спаи которого «поглощают» теплоту, выделяемую в нагрузке, блока термопар 4 для контроля разности температуры между системой и оболочкой. Оболочка теплоизолирована от корпуса калориметра кожухом 8. Прибор калибруют и прове-



ряют в процессе эксплуатации с помощью обмотки 5, источника постоянного тока, переменного резистора  $R_1$  для регулировки величины тока и отсчетного прибора 10. Мощность СВЧ измеряется и калориметр калибруется автоматически (схема автоматического управления на рис. 2.10 не показана).

К калориметрам с постоянной температурой относят также приборы, в которых рабочее тело предварительно подогревается до определенной температуры постоянным или переменным током.

При поступлении измеряемой мощности тепловой режим рабочего тела поддерживают неизменным уменьшая начальную мощность подогрева. Измеряемая мощность в этом случае будет равна изменению мощности подогрева, т. е. равна мощности замещения. Калориметры, основанные на методе замещения, обладают сравнительно высокой точностью. Однако и при методе замещения не устраняется погрешность, обусловленная неэквивалентностью распределения теплоты вдоль рабочего тела при подведении к нему одинаковых мощностей СВЧ и постоянного тока, а также потерь в подводящей линии, в разъемах.

Коэффициент эффективности, учитывающий неэквивалентность замещения, определяют либо теоретически, либо экспериментально при сравнении с образцовыми приборами. Неэквивалентность, как правило, увеличивается с ростом частоты и может достигать 1—2% на частоте 37,5 ГГц. Достижимая погрешность измерения мощности при использовании метода замещения с учетом поправки на неэквивалентность составляет 0,3 — 0,5%.

### 2.2.3. Возможности калориметрического метода. Погрешности

Принципиально калориметрический метод можно применять во всем спектре частот электромагнитных колебаний, включая оптический диапазон. Калориметрические ваттметры имеют коэффициент перекрытия по частоте не менее 10 для коаксиальных трактов и, как правило, не менее 1,4 — 1,5 — для волноводных трактов.

Калориметрический метод позволяет измерять СВЧ мощность от сотен микроватт до десятков и сотен киловатт. Динамический диапазон отдельных приборов достигает 30—40 дБ.

Погрешность измерения может принимать значения от нескольких десятых долей процента до единиц процентов. Основными причинами, влияющими на величину погрешности, являются: неточность определения массы рабочего тела — для статических калориметров, расхода жидкости — для проточных; неточность определения температуры рабочего тела (при использовании метода сравнения — неточность регистрации равенства теплового режима рабочей и опорной нагрузок); неточность измерения мощности калибровки, замещения, сравнения; неточность определения затухания СВЧ мощности в тракте; неэквивалентность замещения (сравнения); несоответствие импедансов ваттметра и генератора характеристическому сопротивлению линии передачи; изменение температуры окружающей среды; дрейф.

Рассмотрим составляющие погрешности, присущие методу сравнения. Как уже было показано, в этом случае не нужно измерять массу (расход жидкости) и температуру рабочего тела. Поэтому соответствующие составляющие рассматривать не будем.

1. Погрешность определения равенства температур рабочей и опорной нагрузок  $\delta_1$ . При достаточном коэффициенте усиления устройства погрешность пренебрежимо мала и ее можно не учитывать.

2. Погрешность измерения мощности сравнения  $\delta_2$ . Практически значение данной погрешности составляет  $\pm(0,1...0,5)\%$  и целиком определяется погрешностью устройств, применяемых для измерения мощности постоянного тока. При использовании приборов высокого класса точности погрешность может быть уменьшена.

3. Погрешность, обусловленная затуханием мощности в передающем тракте,  $\delta_3$ . Часть СВЧ мощности, подводимой к калориметру, поглощается в стенках волновода и превращается в теплоту, которая частично рассеивается в окружающую среду, частично из-за теплопроводности передается в калориметрическую систему. Величина мощности, поглощаемой в стенках волновода, зависит от длины волны, типа и размеров передающего тракта, вида колебаний в нем, длины участка волновода от входа преобразователя до калориметрической системы, шероховатостей поверхности и удельной проводимости материала. С учетом шероховатостей поверхности коэффициент затухания [23] в прямоугольном волноводе с воздушным заполнением, в котором распространяются колебания типа  $H_{01}$ , будет иметь вид

$$\alpha = \left( \frac{\mu}{\sigma Z_0} \right)^{1/2} \frac{\lambda_n}{a \lambda^{3/2}} \left[ k_{ша} + \frac{a}{2b} k_{шб} \frac{\lambda^2}{\lambda_{кр}^2} + k_{шпр} \frac{a}{2b} \left( 1 - \frac{\lambda^2}{\lambda_{кр}^2} \right) \right], \quad (2.10)$$

где  $\sigma$  — удельная электрическая проводимость;  $\mu$  — магнитная проницаемость материала волновода;  $Z_0$  — волновое сопротивление для свободного пространства ( $\sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 376,7304$  Ом);  $\lambda_n$  — длина волны в волноводе;  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве;  $\lambda_{кр}$  — критическая длина волны в волноводе;  $a, b$  — ширина и высота волновода;  $k_{ша}, k_{шб}, k_{шпр}$  — коэффициенты, учитывающие шероховатости поверхности волновода в поперечном (для широкой и узкой стенок) и продольном направлениях соответственно.

Коэффициенты  $k_{ш}$  представляют собой отношение длин действительной и идеальной поверхностей. Значение этих коэффициентов близко к единице у волноводов с электрополированными поверхностями или изготовленных гальваническим осаждением на полированные оправки. Чтобы затухание, вычисленное по формуле (2.10), соответствовало действительному, в эту формулу необходимо подставить значение проводимости для данной частоты. Если же учесть, что проводимость слоев, осажденных электролитически, отличается от проводимости монолитного материала, то для точных измерений затухание нужно определять экспериментально.

Поверхностная проводимость трактов может изменяться во времени. В частности, замечено, что затухание в посеребренном волноводе значительно увеличивается после длительного пребывания в атмосфере, вызывающей коррозию. Это происходит из-за того, что поверхность

оказывается покрытой сульфидами серебра, проводимость которых намного меньше проводимости металлического серебра. Наоборот, непроводящие оксидные пленки (в алюминиевых и медных волноводах) предохраняют волноводы от коррозии и практически не влияют на затухание.

Так как погрешность, вызванная затуханием, является систематической и ее знак известен, то ее можно учесть, внося поправку в результат измерения мощности. После этого погрешность, обусловленная затуханием в волноводном тракте, будет определяться неточностью внесенной поправки.

4. Погрешность из-за неэквивалентности сравнения  $\delta_4$ . Неэквивалентность сравнения обусловлена разным тепловым режимом рабочих и опорной нагрузок при подведении к ним равных значений мощности СВЧ и мощности сравнения соответственно. Неэквивалентность является следствием конструктивной неидентичности нагрузок, различного распределения теплоты вдоль нагрузки СВЧ и нагрузки сравнения, различных тепловых потерь. Аналогичны причины неэквивалентности при замещении.

Чтобы уменьшить погрешность из-за неэквивалентности, следует выбирать рациональную конструкцию нагрузок, применять элементы с малой частотной зависимостью (например, пленочные резисторы), использовать экраны, исключая неконтролируемые тепловые потери в системе [10]. Погрешность, обусловленная неэквивалентностью сравнения, можно учесть вводя поправки в результат измерения мощности. Теоретически рассчитать поправку очень сложно. На практике, как уже было отмечено, коэффициент эффективности, который учитывает как неэквивалентность, так и потери в стенках волновода, определяют экспериментально.

Для образцовых калориметров поправки определяют расчетно-экспериментальным путем.

Если вводить поправку в виде коэффициента эффективности, то одной из составляющей погрешности ваттметра будет неисключенный остаток погрешности его определения  $\delta_{K_0}$ .

5. Погрешность, обусловленная несоответствием импедансов ваттметра и генератора характеристическому сопротивлению линии передачи,  $\delta_{нс}$ . В общем виде эта погрешность равна

$$\delta_{нс} = \frac{P_{изм} - P_{согл}}{P_{согл}} = \frac{1 - |\Gamma_B|^2}{|1 - \Gamma_r \Gamma_B|^2} - 1, \quad (2.11)$$

$$\text{где } P_{изм} = P_B / K_0; \quad P_{согл} = \frac{P_B}{K_0} \frac{|1 - \Gamma_r \Gamma_B|^2}{1 - |\Gamma_B|^2}.$$

Если неизвестны фазы коэффициентов отражения генератора ( $\Gamma_r$ ) и ваттметра ( $\Gamma_B$ ), максимальное значение погрешности составит

$$\delta_{нс макс} = \frac{1 - |\Gamma_B|^2}{(1 \pm |\Gamma_r| |\Gamma_B|)^2} - 1$$

$$\text{или } \delta_{нс макс} = - \frac{|\Gamma_B|^2}{(1 \pm |\Gamma_r| |\Gamma_B|)^2} + \left[ \frac{1}{(1 \pm |\Gamma_r| |\Gamma_B|)^2} - 1 \right]. \quad (2.12)$$

Из выражения (2.12) следует, что

$$\delta_{нс макс+} = - \frac{|\Gamma_B|^2}{(1 - |\Gamma_r| |\Gamma_B|)^2} + \left[ \frac{1}{(1 - |\Gamma_r| |\Gamma_B|)^2} - 1 \right],$$

$$\delta_{нс макс-} = - \frac{|\Gamma_B|^2}{(1 + |\Gamma_r| |\Gamma_B|)^2} + \left[ \frac{1}{(1 + |\Gamma_r| |\Gamma_B|)^2} - 1 \right]$$

на данной частоте и

$$\delta_{нс макс+} = - \frac{|\Gamma_B|_{макс}^2}{(1 - |\Gamma_r|_{макс} |\Gamma_B|_{макс})^2} + \left[ \frac{1}{(1 - |\Gamma_r|_{макс} |\Gamma_B|_{макс})^2} - 1 \right],$$

$$\delta_{нс макс-} = - \frac{|\Gamma_B|_{макс}^2}{(1 + |\Gamma_r|_{макс} |\Gamma_B|_{макс})^2} + \left[ \frac{1}{(1 + |\Gamma_r|_{макс} |\Gamma_B|_{макс})^2} - 1 \right]$$

в диапазоне частот.

В частном случае, когда генератор согласован,  $\delta_{нс} = - |\Gamma_B|^2$  и выражает относительное значение отраженной от ваттметра мощности.

При малых значениях модулей коэффициентов отражения  $\Gamma_r$  и  $\Gamma_B$

$$\delta_{нс макс+} = - |\Gamma_B|^2 + 2 |\Gamma_B| |\Gamma_r|, \quad (2.13)$$

$$\delta_{нс макс-} = - |\Gamma_B|^2 - 2 |\Gamma_B| |\Gamma_r|.$$

Таким образом, первая составляющая погрешности  $\delta_{нс макс}$  является систематической и характеризует отраженную мощность. Обозначим ее через  $\delta_5$ . Эту составляющую можно учесть, если в результат измерений внести поправку, равную  $|\Gamma_B|^2$ . После внесения поправки результат измерения мощности будет обладать неисключенным остатком погрешности, обусловленной неточностью измерения модуля коэффициента отражения

$$\delta_5 = \pm 2 |\Gamma_B|^2 \delta \Gamma_B \text{ или } \delta_5 = \pm 4 \frac{K_{СВ} (K_{СВ} - 1)}{(K_{СВ} + 1)^2} \delta_{K_{СВ}},$$

где  $\delta \Gamma_B$  — относительная погрешность измерения модуля коэффициента отражения;  $\delta_{K_{СВ}}$  — относительная погрешность измерения коэффициента стоячей волны.

Вторую составляющую принято называть погрешностью рассогласования  $\delta_{расс}$ , максимальное значение которой

$$\delta_{расс макс} = \frac{1}{(1 \pm |\Gamma_r| |\Gamma_B|)^2} - 1 \approx 2 |\Gamma_r| |\Gamma_B|. \quad (2.14)$$

Из (2.14) следует, что погрешность рассогласования быстро возрастает с увеличением коэффициентов отражения и может достигнуть  $\pm 8\%$  при  $\Gamma_r = \Gamma_B = 0,2$  ( $K_{СВ} = 1,5$ ). Поэтому ее необходимо учитывать при определении погрешности измерений.

6. Погрешность, обусловленная изменением температуры окружающей среды,  $\delta_6$ . При методе сравнения величина данной составляющей мала, если рабочая нагрузка и нагрузка сравнения идентичны. Она проявляется при измерениях малых мощностей в виде дрейфа нуля выходного индикатора.

7. Погрешность, вызванная дрейфом температуры калориметрического тела и дрейфом измерительной схемы,  $\delta_7$ . Данная погрешность определяется конструкцией прибора и его схемой. Определяют ее экспериментально в установившемся режиме.

Учитывая законы распределения составляющих и то, что при значительном числе независимых источников частных погрешностей [25,26] и отсутствии среди них доминирующей, закон распределения суммарной погрешности стремится к нормальному, погрешность измерения мощности можно записать в следующем виде:

$$\delta = \pm 3 \sqrt{\sum \left(\frac{\delta_{i \text{ макс}}}{3}\right)^2 + \sum \left(\frac{\delta_{j \text{ макс}}}{\sqrt{3}}\right)^2} + 0,16 \delta_{\text{расс макс}}^2, \quad (2.15)$$

где  $\delta_i, \delta_j$  — составляющие погрешности, подчиняющиеся нормальному и равновероятному закону распределения.

При этом принимаем, что погрешность рассогласования распределена по закону арксинуса.

Если известны фактические значения модулей коэффициентов отражения  $\Gamma_r$  и  $\Gamma_v$  на рабочей частоте, то в формулу (2.15) вместо коэффициента 0,16 подставляется коэффициент 0,5.

В тех случаях, когда  $\delta_{\text{расс макс}}$  является доминирующей составляющей, следует пользоваться формулой [26]

$$\delta = \pm 3 \sqrt{\sum \left(\frac{\delta_{i \text{ макс}}}{3}\right)^2 + \sum \left(\frac{\delta_{j \text{ макс}}}{\sqrt{3}}\right)^2} + k_{\text{вс}} \delta_{\text{расс макс}}, \quad (2.16)$$

где  $k_{\text{вс}}$  — весовой коэффициент, зависящий от отношения

$$\delta_{\text{расс макс}}/3 \sqrt{\sum \left(\frac{\delta_{i \text{ макс}}}{3}\right)^2 + \sum \left(\frac{\delta_{j \text{ макс}}}{\sqrt{3}}\right)^2},$$

как показано в табл. 2.1.

Таблица 2.1

$\delta_{\text{расс макс}}$	0	1	2	4	6	8	10	$\infty$
$3 \sqrt{\sum \left(\frac{\delta_{i \text{ макс}}}{3}\right)^2 + \sum \left(\frac{\delta_{j \text{ макс}}}{\sqrt{3}}\right)^2}$	0	1	2	4	6	8	10	$\infty$
$k_{\text{вс}}$	0	0,53	0,7	0,85	0,93	0,97	0,98	1,0

Погрешность измерения мощности с использованием калориметрических методов без учета погрешности рассогласования составляет обычно от одного до семи процентов.

Время установления показаний калориметрических ваттметров, используемых в качестве приборов общего применения, колеблется в пределах от одной до нескольких минут. Лишь приборы с автоматической установкой баланса, основанные на методе сравнения, имеют время установления показаний порядка нескольких секунд.

Достоинствами калориметрического метода являются: большой динамический и широкий частотный диапазоны, высокая точность. К недостаткам его следует отнести инерционность и громоздкость приборов, особенно проточных с замкнутой системой циркуляции.

#### 2.2.4. Характеристики некоторых типов ваттметров

Ваттметр поглощаемой мощности МЗ-11А предназначен для измерения мощности СВЧ сигналов в трактах с волновым сопротивлением 50 Ом. В основу его работы положен метод сравнения измеряемой СВЧ мощности, рассеиваемой в рабочей калориметрической нагрузке, с известной мощностью постоянного тока, рассеиваемой в опорной нагрузке, являющейся аналогом рабочей. В приборе применена балансная система калориметра с замкнутым движением кремнийорганической жидкости ПМС-1. Структурная схема прибора аналогична приведенной на рис. 2.8.

Основные характеристики прибора:

- диапазон частот 1 МГц — 11,5 ГГц;
- пределы измерений 10 мВт — 10 Вт;
- основная погрешность  $\pm \left(5,8 + \frac{6 \cdot 10^{-2}}{P_v}\right) \%$ , где  $P_v$  — показания прибора, Вт;
- входное сопротивление 50 Ом;
- КСВ входа прибора 1,25 — 1,6;
- время установления показаний 15—25 с.

Измеритель мощности калориметрический МЗ-13 (рис. 2.11)

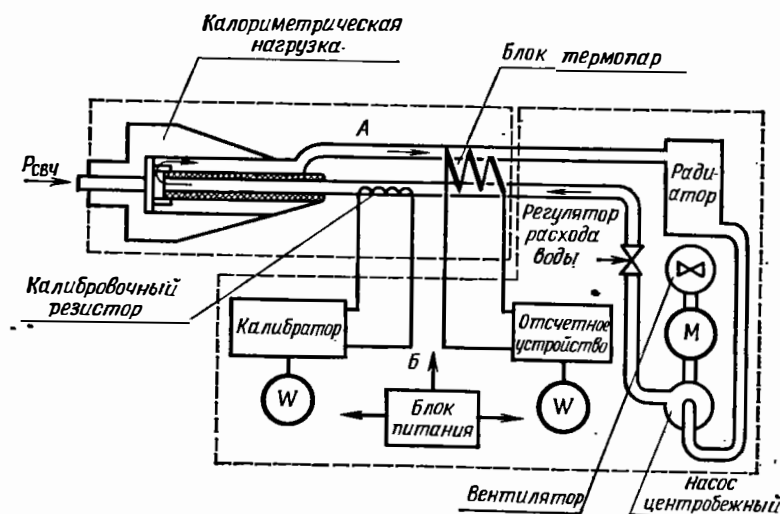


Рис. 2.11. Схема прибора МЗ-13.

предназначен для измерения мощности СВЧ сигналов непрерывной генерации (НГ) и среднего значения мощности модулированных СВЧ

сигналов в коаксиальных трактах с волновым сопротивлением 75 Ом. Ваттметр состоит из калориметрической нагрузки *A* (приемного преобразователя) и измерительного блока *B*, соединенных гибким шлангом. Калориметрическая нагрузка представляет собой поверхностный резистор типа МОУ, заключенный в согласующий экран. Наружная и внутренняя поверхности резистора омываются водой. В подводящем и отводящем каналах нагрузки установлены калибровочная спираль и блок дифференциальных термодатчиков. Вода подается в нагрузку из системы водоснабжения, которая расположена в измерительном блоке и состоит из центробежного насоса, регулятора расхода воды и радиатора, охлаждаемого потоком воздуха от вентилятора. Вентилятор и центробежный насос приводятся в действие электродвигателем *M*. Кроме системы водоснабжения в измерительный блок входят калибратор, отсчетное устройство и блок питания.

Перед началом измерений прибор калибруют на переменном токе 50 Гц, подавая соответствующую мощность на калибровочную спираль. Разность температур воды на входе и выходе преобразователя, пропорциональную мощности калибровки, измеряет блок дифференциальных термодатчиков. Затем сигнал калибровки отключают и подают измеряемую мощность.

Основные характеристики прибора:

- диапазон частот 30—1600 МГц;
- пределы измерения 6—2000 Вт;
- основная погрешность  $\pm \left(4 + \frac{3A}{P_B}\right)\%$ , где *A* — конечное значение рабочей части шкалы, *P<sub>B</sub>* — показание прибора;
- входное сопротивление 75 Ом;
- КСВ входа прибора не более 1,3;
- время установления показаний не более 2 мин.

### 2.3. БОЛОМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД

В основу приборов, использующих болометрический метод, положено изменение сопротивления резистивного термочувствительного элемента под действием энергии СВЧ, превращенной им в теплоту. Изменение сопротивления термочувствительного элемента, пропорциональное подводимой СВЧ мощности, измеряют с помощью мостовых измерительных устройств, в одно из плеч которых он включен. На СВЧ применяют два вида термочувствительных элементов — болометры и термисторы (терморезисторы)\*. В зависимости от вида применяемого термочувствительного элемента ваттметры называют болометрическими или термисторными.

Основными узлами болометрических и термисторных ваттметров являются приемные преобразователи, измерительное и отсчетное устройства.

\* Названия «термистор» и «терморезистор» равнозначны; авторы вынуждены применять их оба из-за того, что в справочной литературе для разных типов использованы разные названия.

#### 2.3.1. Приемные преобразователи

Приемный преобразователь — это отрезок СВЧ тракта, на конце которого включен термистор или болометр. Эти элементы выполняют роль оконечной нагрузки и именно в них энергия СВЧ превращается в тепловую.

Термисторы изготавливают из полупроводниковой массы в виде бусинки диаметром 0,2—0,5 мм (рис. 2.12, *a*) или цилиндра диаметром 0,2—0,3 мм и длиной 1—1,5 мм (рис. 2.12, *б*). Полупроводниковая масса представляет собой порошкообразную смесь окислов меди, марганца, кобальта, титана и др., спекаемую в определенной среде. В электрическую цепь термистор включают с помощью вваренных в его тело выводов *1, 3* из платины, платино-иридиевого или платино-ролиевого сплава. Диаметр

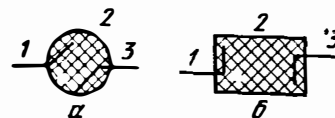


Рис. 2.12. Бусинковый (*a*) и цилиндрический (*б*) термисторы:

*1, 3* — выводы; *2* — рабочее тело.

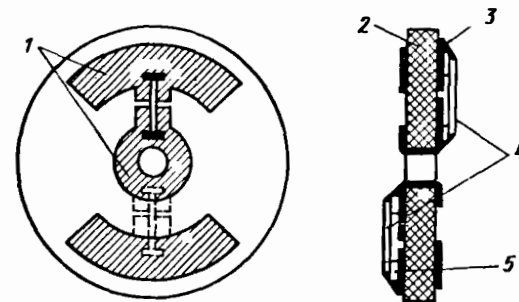


Рис. 2.13. Вставка с нитевидными пленочными болометрами для коаксиальных приемных преобразователей:

*1* — электроды; *2* — слюдяной диск; *3* — контакты; *4* — болометры; *5* — опора.

выводов 25—50 мкм. Чтобы увеличить проводимость полупроводниковой массы, в нее добавляют порошок меди. Для жесткости конструкции термисторы типов Т8, Т9, ТШ, ТВ помещают в стеклянный баллон диаметром до 3 мм и длиной до 10 мм с проволочными выводами диаметром 0,8 мм. Широкое распространение получили также безбаллонные термисторы типа ТШ-1, терморезисторы СТЗ-18, СТЗ-29, на базе которых созданы высокочастотные термисторные коаксиальные вставки.

Болометры представляют собой тонкую металлическую проволоку [28] длиной 0,8—1,2 мм (проволочные болометры) или тонкую металлическую пленку [27, 28] (из платины, палладия), нанесенную в вакууме на основание (подложку) из стекла или слюды (пленочные болометры). Для изготовления проволочных болометров применяют платиновую проволоку диаметром 1 мкм. Пленочные болометры бывают нитевидными (рис. 2.13) [31] и плоскими (рис. 2.14). В нитевидных тонкопленочных болометрах основанием служит нить из стекловолокна диаметром 3 мкм, а в плоских — слюда толщиной 30—50 мкм. Нитевидные болометры устанавливают на опорах в зазоре между серебряными электродами, которые наносят на слюдяной диск (основание) вжиганием (рис. 2.13). Механическое крепление и электрический контакт болометров с электродами [32] осуществляют с помощью токопроводя-

щей массы. Опора из нитей стекловолокна обеспечивает зазор между основанием и болометром, необходимый для согласования и создания определенного теплового режима.

Для включения в линию передачи и измерительную схему плоские болометры имеют серебряные или платиновые контакты. Серебряные контакты изготавливают вжиганием серебряной пасты или напылением в вакууме серебряной пленки на подслои из никеля или нихрома, платиновые — напылением в вакууме пленки платины.

Рассмотрим основные характеристики болометров и термисторов. К ним относятся:

- сопротивление болометра (термистора) в рабочей точке  $R_{t^{\circ}}$  (Ом) — сопротивление постоянному току, при котором болометр (термистор) согласуется с волновым сопротивлением линии передачи;
- температурный коэффициент сопротивления

$$\alpha_{t^{\circ}} = \frac{1}{R_{t^{\circ}}} \frac{dR_{t^{\circ}}}{dt^{\circ}}, \quad (2.17)$$

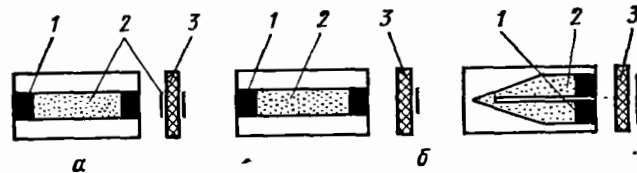


Рис. 2.14. Виды плоских болометров для коаксиальных (а) и волноводных (б) трактов:

1 — контакт; 2 — термочувствительная пленка; 3 — основание из слюды.

т. е. относительное изменение сопротивления в результате изменения температуры,  $1/^{\circ}\text{C}$ ;

— постоянная рассеяния

$$h_{t^{\circ}} = dP/d\Theta, \quad (2.18)$$

т. е. отношение приращения мощности, рассеиваемой в болометре (термисторе), к возникающему в результате этого повышению его температуры по сравнению с температурой окружающей среды, Вт/ $^{\circ}\text{C}$ ;

— чувствительность

$$S_{t^{\circ}} = dR_{t^{\circ}}/dP, \quad (2.19)$$

или

$$S'_{t^{\circ}} = \frac{1}{R_{t^{\circ}}} \frac{dR_{t^{\circ}}}{dP} 100 \%,$$

т. е. отношение изменения сопротивления болометра (термистора) к изменению (приращению) мощности на нем, Ом/Вт или %/Вт;

— тепловая постоянная времени  $\tau$ , с. Характеризует скорость установления температуры болометра (термистора) при изменении его теплового режима и выражается временем, в течение которого предварительно нагретый болометр (термистор) остывает в  $e$  раз по сравнению с первоначальной разностью температур относительно окружающей температуры;

— максимально допустимая мощность рассеяния  $P_{\text{ср макс}}$ , Вт. Это мощность, которую термистор (болометр) может рассеивать в течение длительного времени при условии, что необратимые изменения его характеристик останутся в пределах норм.

В общем случае как болометрам, так и термисторам присуща нелинейная зависимость изменения сопротивления от изменения уровня рассеиваемой мощности (рис. 2.15) и температуры окружающей среды. Для термисторов эту зависимость можно записать в виде

$$R_{t^{\circ}} = R_{\infty} \exp B_{\tau}/t_{\text{K}}^{\circ}, \quad (2.20)$$

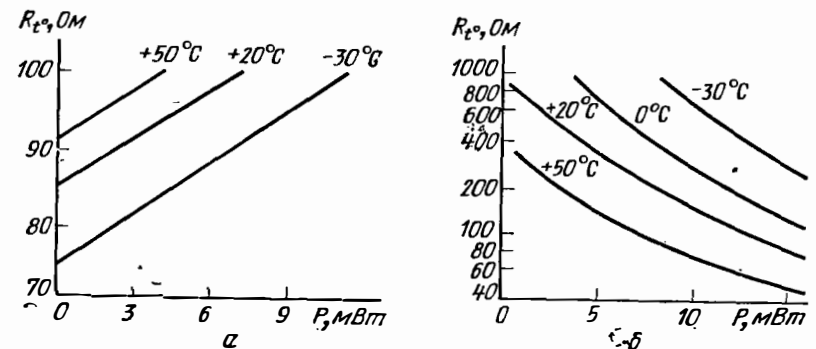


Рис. 2.15. Зависимость сопротивления нитевидных пленочных болометров (а) и терморезисторов СТЗ-18 (б) от величины рассеиваемой мощности при различной температуре окружающей среды.

где  $R_{\infty}$ ;  $B_{\tau}$  — постоянные, зависящие от свойств полупроводникового материала термистора;  $t_{\text{K}}^{\circ} = t_{\text{K окр}}^{\circ} + \Theta$  — абсолютная температура, при которой определяется сопротивление термистора  $R_{t^{\circ}}$ , К;  $t_{\text{K окр}}^{\circ}$  — температура окружающей среды;  $\Theta = P/h_{t^{\circ}}$  — превышение температуры термистора над температурой окружающей среды под воздействием мощности  $P$ .

Эта зависимость может быть также записана как

$$R_{t^{\circ}} = R_{t^{\circ} \text{ окр}} \exp \frac{B_{\tau} (t_{\text{K окр}}^{\circ} - t_{\text{K}}^{\circ})}{t_{\text{K окр}}^{\circ} t_{\text{K}}^{\circ}}. \quad (2.21)$$

Дифференцируя выражение (2.20) или (2.21), можно определить относительный температурный коэффициент сопротивления

$$\alpha_{t^{\circ}} = -B_{\tau}/(t_{\text{K}}^{\circ})^2 = -B_{\tau}/(t_{\text{K окр}}^{\circ} + \Theta)^2. \quad (2.22)$$

Из выражения (2.22) следует, что температурный коэффициент сопротивления термистора является величиной отрицательной и существенно изменяется при изменении температуры термистора. Однако при изменении сопротивления термистора в пределах  $R_{t^{\circ} \text{ н}} \pm (5-10)\%$  температурный коэффициент можно принять постоянным, что позволит сравнивать характеристики термисторов.

Зависимость сопротивления проволочного болометра от температуры в общем виде может быть записана как

$$R_t^\circ = R_{t^\circ \text{ OKP}} (1 + \alpha_t^\circ \Theta), \quad (2.23)$$

где  $\Theta = t_K^\circ - t_{K \text{ OKP}}^\circ$ .

Постоянная рассеяния  $h_t^\circ$  термочувствительного элемента определяет чувствительность и дрейфовые характеристики ваттметра. Дрейф показаний отсчетного прибора при изменении температуры окружающей среды прямо пропорционален постоянной рассеяния болометра (термистора):

$$\Delta P = h_t^\circ \Delta \Theta. \quad (2.24)$$

Основные характеристики наиболее распространенных болометров и термисторов приведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Тип термочувствительного элемента	$R_{t^\circ \text{н}}$ , Ом	$\alpha_t^\circ$ , $\frac{1}{^\circ\text{C}}$	$h_t^\circ$ , $10^{-3} \frac{\text{Вт}}{^\circ\text{C}}$	$S_{t^\circ}$ , $10^{10}\%/\text{Вт}$	$\tau$ , с	$P_{\text{ср макс}}$ , Вт	$P_{\text{н макс}}$ , Вт
Термисторы Т8, Т9, ТК, ТВ, ТШ	50—250	0,03	0,2	15	0,15—0,5	$30 \cdot 10^{-3}$	1,25
Терморезисторы СТЗ-18, СТЗ-32	50—200	0,02	0,17	11,75	0,6—1	$40 \cdot 10^{-3}$	50
Проволочные платиновые болометры $\varnothing 1$ мкм	100—400	0,004	0,05	8	$5 \cdot 10^{-5}$ — $10^{-4}$	$10 \cdot 10^{-3}$	
Нитевидные пленочные болометры на стекловолноке $\varnothing 3$ мкм	100—150	0,0025	0,08	3	$3,5 \cdot 10^{-4}$	$20 \cdot 10^{-3}$	0,5—1,0
Плоские пленочные болометры на слюдяной подложке	50—75	0,001	1	0,1	1	до 1	

Как термисторы, так и болометры используют для измерения малых уровней мощности непрерывных сигналов и среднего значения мощности импульсно-модулированных СВЧ сигналов. На практике предпочтение отдают термисторам из-за их более высокой чувствительности и большей энергии перегорания при одном и том же максимальном пределе измерений среднего значения мощности импульсно-модулированных сигналов. Вместе с тем проволочные и нитевидные болометры на стекловолноке применяют для измерения малых уровней импульсной мощности благодаря их малой постоянной времени. На проволочных болометрах, имеющих высокую стабильность параметров, строят образцовую аппаратуру. Плоские пленочные болометры позволяют расширить динамический диапазон средних уровней мощности до 1000 мВт. Для уровней мощности ниже 10 мВт такие болометры мало пригодны из-за большой постоянной рассеяния, обуславливающей значительный дрейф показаний при измерениях.

### 2.3.2. Конструкции коаксиальных приемных преобразователей

Коаксиальные приемные преобразователи могут быть с одним или двумя термочувствительными элементами. В первом случае для включения термистора (болометра) в измерительное устройство применяют высокочастотные дроссели, во втором — дроссель не нужен.

Приемный преобразователь с одним термистором (рис. 2.16) представляет собой отрезок коаксиала, на конце которого включен термистор  $R_t^\circ$  таким образом, что один из его выводов продолжает централь-

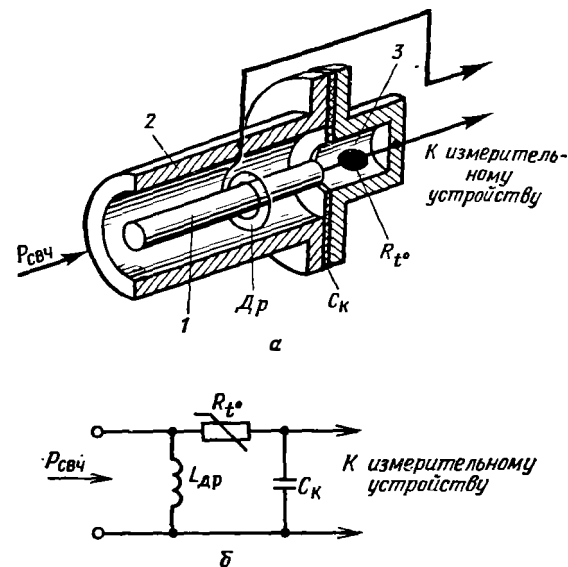


Рис. 2.16. Упрощенная конструкция приемного термисторного преобразователя с дросселем (а) и его эквивалентная схема (б).

ный проводник 1, а второй соединен с корпусом заглушки, образующей с внешним проводником линии 2 конденсатор  $C_K$ . Конденсатор и дроссель  $Dr$  в виде спирали Архимеда обеспечивают включение термистора в цепь моста постоянного тока. Дроссель припаивают к внутреннему и внешнему проводникам линии и располагают в плоскости поперечного сечения коаксиала. Сопротивление дросселя постоянному току и токам низкой частоты значительно меньше рабочего сопротивления преобразователя. Для токов СВЧ дроссель представляет большое реактивное сопротивление в рабочем диапазоне частот и поэтому не вносит рассогласования. Емкость конденсатора подбирают такой, чтобы его реактивное сопротивление в рабочем диапазоне частот было во много раз меньше рабочего сопротивления преобразователя.

Размеры дросселя определяют рабочий диапазон частот преобразователя. СВЧ дроссель с некоторым приближением можно представить в виде короткозамкнутого шлейфа определенной длины. Тогда его проводимость будет изменяться, как показано на рис. 2.17. На низких ча-



стотах сопротивление дросселя шунтирует передающую линию, при этом возникают большие отражения. На высоких частотах из-за последовательного резонанса дросселя линия снова оказывается зашунтированной. Резонанс дросселя приводит не только к возрастанию

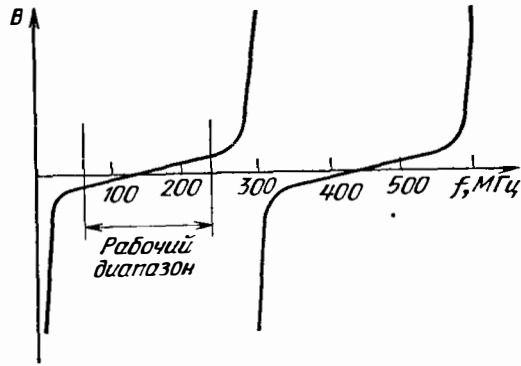


Рис. 2.17. Изменение проводимости СВЧ дросселя в диапазоне частот.

резонансную частоту. Дроссель выбирают таким образом, чтобы его низшая резонансная частота была выше верхней частоты рабочего диапазона преобразователя. Окончательные размеры дросселя устанавливают экспериментально.

Схема рассмотренного коаксиального преобразователя (рис. 2.16) положена в основу конструкций приемных преобразователей М5-8, М5-12 (рис. 2.19) и М5-17, М5-18.

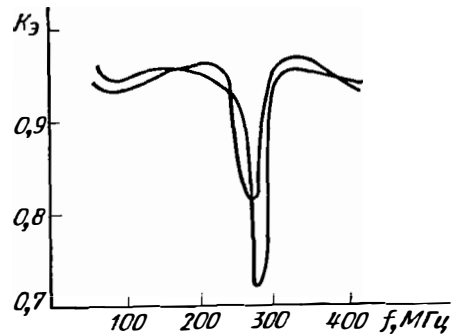


Рис. 2.18. Зависимость  $K_3$  преобразователя, встроенного в прибор МЗ-1А, от частоты.

КСВ преобразователя, но и к уменьшению коэффициента эффективности  $K_3$ , что подтверждают экспериментально полученные данные рис. 2.18.

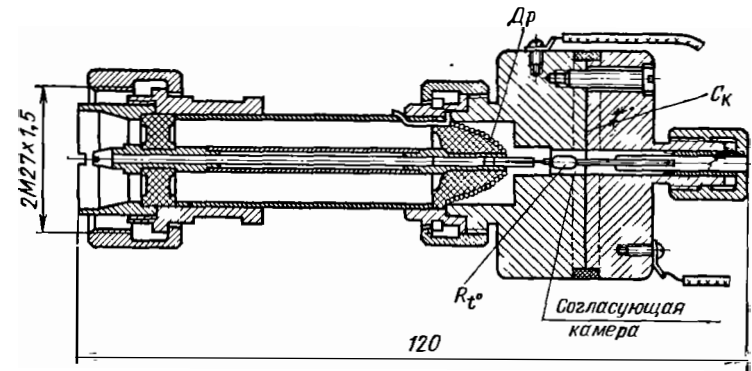
Первый резонанс наступает приблизительно при длине волны  $\lambda = 2l$  ( $l$  — длина проволоки дросселя). Затем резонансы повторяются при длинах волн, близких к кратным значениям длины волны первого резонанса. Кратность не выдерживается точно, поскольку с ростом частоты изменяется влияние паразитных параметров дросселя на ре-

зональную частоту. Дроссель выбирают таким образом, чтобы его низшая резонансная частота была выше верхней частоты рабочего диапазона преобразователя. Окончательные размеры дросселя устанавливают экспериментально.

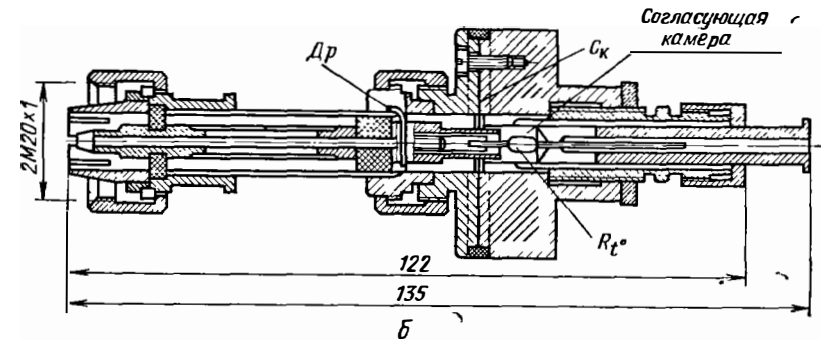
Схема рассмотренного коаксиального преобразователя (рис. 2.16) положена в основу конструкций приемных преобразователей М5-8, М5-12 (рис. 2.19) и М5-17, М5-18. В большинстве случаев для измерений используют преобразователи, не требующие настройки при эксплуатации. Оптимальное положение термистора в согласующей камере устанавливают при регулировке преобразователя, перемещая термистор или смещая относительно него камеру (рис. 2.19). Входное сопротивление преобразователей с фиксированной настройкой изменяется с изменением частоты. Изменение входного импеданса преобразователя в небольших пределах частично компенси-

руют изменением рабочего сопротивления термистора (сопротивления постоянному току), достигаемым изменением тока подогрева. Современные коаксиальные термисторные преобразователи без перестраиваемых элементов имеют КСВ  $\leq 1,5$  в рабочем диапазоне частот.

В последнее время широко используют термисторные вставки [36], выполненные на безбаллонных термисторах, обеспечивающие лучшую взаимозаменяемость, чем термисторы в стеклянных баллонах. Термисторная вставка (рис. 2.20) представляет собой согласованную коаксиальную нагрузку. Один из выводов безбаллонного термистора



а



б

Рис. 2.19. Конструкции приемных преобразователей М5-8 (а), М5-12 (б): Др — дроссель;  $R_t^0$  — термистор;  $C_K$  — конденсатор.

приварен в ней к центральному проводнику, а второй — к корпусу. Корпус вставки выполняет роль внешнего проводника и предохраняет термистор от механических повреждений. В зависимости от волнового сопротивления линии передачи термисторные вставки имеют различные диаметры проводников коаксиала: для 50-омного тракта —  $2,3 \times 1$  мм, для 75-омного —  $3 \times 0,85$  мм. Поскольку термистор во вставке имеет короткие токоподводы и расположен близко к корпусу, его коэффициент теплоотдачи существенно повышается. Это приводит к увеличению мощности подогрева, необходимой для получения желаемого рабочего сопротивления.

Термисторную вставку включают в линию приемного преобразо-

вателя таким образом, что их внутренние проводники продолжают друг друга, а корпус контактирует с корпусом заглушки, которая образует с внешним проводником конденсатор  $C_K$  (рис. 2.21). Рабочее сопротивление вставки для 50-омного тракта составляет 50—100 Ом, для 75-омного — 75—100 Ом. На базе термисторных вставок созданы термисторные преобразователи М5-29 — М5-32 (см. рис. 2.21). Конструкция преобразователей позволяет заменять термисторные вставки в процессе эксплуатации без подрегулировки. Заметим, что это не исключает аттестацию преобразователя по коэффициенту эффективности для каждой новой вставки. Иногда аттестацию выполняют заранее для всего комплекта вставок.

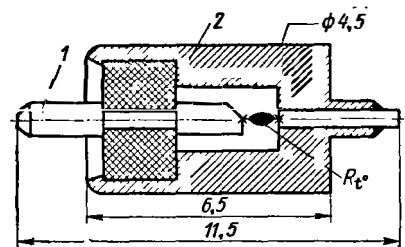


Рис. 2.20. Термисторная вставка: 1 — центральный проводник; 2 — корпус;  $R_{T^0}$  — термистор.

В корпус преобразователя дополнительно монтируют термокомпенсирующую вставку, аналогичную рабочей, чтобы обеспечить работу преобразователя с измерительными устройствами, в которых предусмотрены схемы компенсации дрейфа, вызванного флуктуацией температуры окружающей среды.

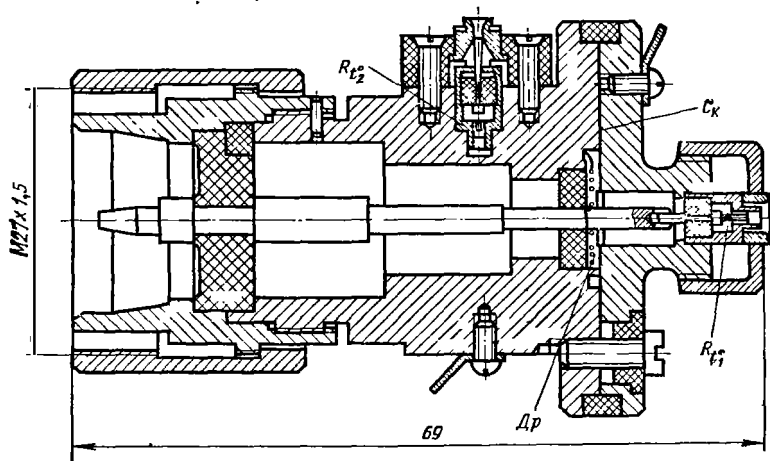


Рис. 2.21. Конструкция приемного преобразователя М5-30:  $R_{T^0_1}$ ,  $R_{T^0_2}$  — рабочая и термокомпенсирующая термисторные вставки;  $D_p$  — дроссель;  $C_K$  — конденсатор.

В настоящее время все большее применение находят коаксиальные преобразователи, не требующие дросселя для включения термисторов (болометров) в измерительную цепь. Такие преобразователи должны иметь два идентичных термочувствительных элемента, включенных в линию передачи параллельно, а в измерительную цепь — последовательно. Преобразователи без дросселя хорошо согласуются в широком диапазоне частот. Так, одним преобразователем с входным

сечением коаксиала  $7 \times 3$  мм можно перекрыть диапазон частот от 10 МГц до 18 ГГц. Конструкция модуля с термисторными элементами такого преобразователя аналогична изображенной на рис. 2.13. Болометрический преобразователь с двумя идентичными болометрами приведен на рис. 2.22.

Наличие двух элементов может ухудшать характеристики преобразователей из-за возникновения дополнительной неэквивалентности замещения измеряемой мощности мощностью постоянного тока. Возрастание неэквивалентности замещения обусловлено неидентичностью характеристик

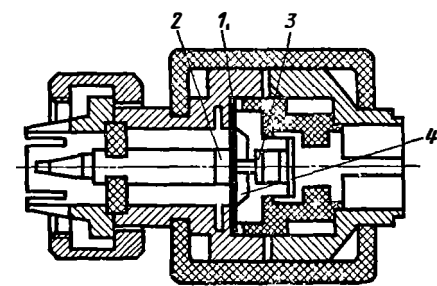


Рис. 2.22. Общий вид (в разрезе) болометрического преобразователя М5-46: 1 — вставка; 2 — конденсатор; 3 — вкладыш из диэлектрика; 4 — согласующая камера.

элементов, из-за которой неравномерно распределяются мощности замещения и СВЧ между отдельными элементами. Подробнее данный вопрос будет рассмотрен далее.

Этот недостаток можно исключить, используя преобразователи с теплосвязанными двоянными элементами [38]. Конструктивно наиболее простым двоянным элементом является термисторная бусинка с тремя выводами (рис. 2.23). Такой термистор монтируют во вставку (рис. 2.24), ко-

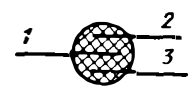


Рис. 2.23. Термисторная бусинка с тремя выводами.

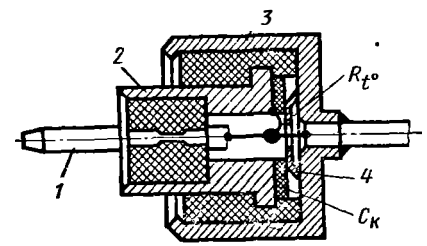


Рис. 2.24. Термисторная вставка со двоянным термистором: 1 — центральный проводник; 2 — внешний проводник; 3 — корпус; 4 — мембранная пружина;  $R_{T^0}$  — термистор;  $C_K$  — конденсатор.

торая представляет собой отрезок коаксиала сечением  $2,3 \times 1$  мм. Корпус вставки 3 и внешний проводник коаксиала 2 разделены конструктивным конденсатором  $C_K$  в виде керамической шайбы с серебрянными плоскостями. Средний вывод термистора приварен к внутреннему проводнику вставки, а два других — к внешнему проводнику и корпусу соответственно. Преобразователь, конструкция которого приведена на рис. 2.25, а, содержит две идентичные термисторные вставки, одна из которых является рабочей ( $R_{T^0_1}$ ), а вторая — термокомпенсирующей ( $R_{T^0_2}$ ).

В преобразователе с теплосвязанными термисторами конденсатор  $C_1$ , включаемый в разрез внутреннего проводника коаксиальной ли-



нии, и конструктивный конденсатор вставки  $C_K$  исключают взаимное влияние цепей СВЧ и постоянного тока (рис. 2.25, б).

Для тепловой развязки входа преобразователя и термисторной вставки внутренний проводник коаксиальной линии иногда выполняют из тонкостенных трубок (никель или нержавеющая сталь), обладаю-

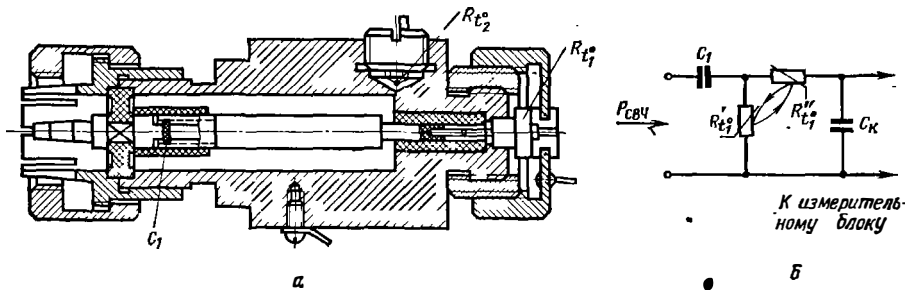


Рис. 2.25. Конструкция широкополосного термисторного преобразователя (а) и его эквивалентная схема (б):  $R_{t1}$ ,  $R_{t2}$  — рабочая и термокомпенсирующая термисторные вставки;  $C_1$  — керамический конденсатор.

щих малой теплопроводностью. Кроме того, корпус преобразователя заключают в теплоизолирующий футляр, благодаря чему уменьшается влияние резких изменений температуры окружающей среды.

### 2.3.3. Конструкции волноводных термисторных приемных преобразователей

Волноводные приемные преобразователи, как и коаксиальные, представляют собой отрезки волноводов с включенными на их концах термочувствительными элементами. Рассмотрим простейшую схему конструкции, положенную в основу термисторных преобразователей М5-19—М5-22 и М5-26—М5-28 (рис. 2.26).

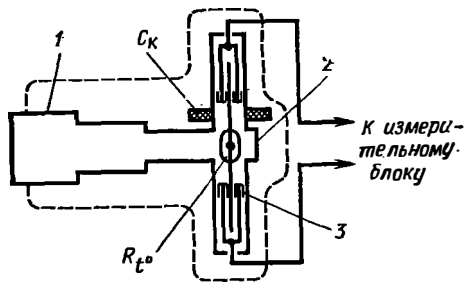


Рис. 2.26. Упрощенная схема конструкции волноводных преобразователей М5-26—М5-28: 1 — ступенчатый переход (трансформатор); 2 — заглушка; 3 — короткозамыкатель;  $R_{t^{\circ}}$  — термистор;  $C_K$  — конденсатор.

В приемном преобразователе со стороны входа имеется ступенчатый или плавный переход (трансформатор). С его помощью трансформируется (уменьшается) характеристическое сопротивление волновода, что улучшает условия согласования последнего с отрезком коаксиала, в разрыве центрального проводника которого помещен термистор  $R_{t^{\circ}}$ . Один конец термистора замыкается на корпус с помощью

плунжера 3 в коаксиальной линии, а второй — через плунжер и конденсатор  $C_K$ . Смещая подвижные короткозамыкатели, преобразователь согласуют с трактом. Волноводный тракт заканчивается заглушкой 2 — отрезком волновода с большим входным сопротивлением. Конденсатор  $C_K$  разделяет СВЧ цепи и цепи постоянного тока. КСВ таких преобразователей составляет 1,4—1,7 в рабочем диапазоне частот волновода.

Чтобы улучшить согласование волноводных преобразователей в узкой полосе частот ( $\Delta f = \pm 5\%$ ), используют трансформатор полных сопротивлений в виде подвижного полистиролового стержня с металлической отражающей пластинкой на конце. Стержень вводят в плоскость заглушки через отверстие. Смещая пластину вдоль оси

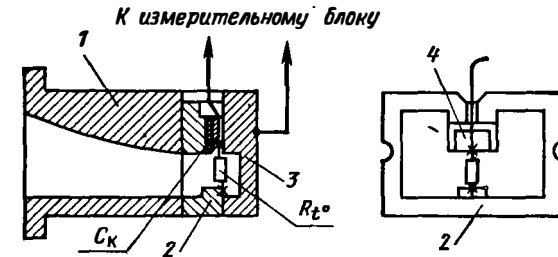


Рис. 2.27. Упрощенная схема конструкции волноводных преобразователей М5-40—М5-45:

1 — отрезок волновода; 2 — рабочая термисторная вставка; 3 — короткозамыкатель; 4 — контакт;  $R_{t^{\circ}}$  — термистор;  $C_K$  — конденсатор.

волновода и поворачивая ее, регулируют фазу и амплитуду коэффициента отражения. Такая регулировка позволяет достигнуть КСВ около 1,05 на любой частоте в диапазоне волновода, и ее применяют в образцовых термисторных преобразователях.

Основной недостаток описанной конструкции преобразователей — сложность их регулировки. Кроме того, в таких преобразователях невозможно заменять термисторы без последующей подстройки на СВЧ. Этот недостаток устранен в преобразователях М5-40—М5-45 (рис. 2.27). Каждый из них представляет собой отрезок волновода 1, на конце которого включена волноводная термисторная вставка 2, прижатая к волноводу короткозамыкателем 3.

Отрезок волновода 1 выполнен в виде плавного перехода от волновода прямоугольного сечения к П-образному, что уменьшает величину и интервал изменения характеристического сопротивления и вместе с короткозамыкателем обеспечивает хорошее согласование термисторной вставки во всем диапазоне рабочих частот волновода. Термисторная вставка 2, как и волновод, имеет П-образную форму. В ее зазоре монтируют рабочий термистор  $R_{t^{\circ}}$ . Один вывод термистора приваривают к корпусу вставки, второй — к контакту 4. Контакт и корпус вставки, разделенные изоляционной прокладкой, образуют конденсатор  $C_K$  такой емкости, что его реактивное сопротивление ток-ам СВЧ пренебрежимо мало по сравнению с импедансом термистора. К приливам корпуса волновода в непосредственной близости к рабо-

чей термисторной вставке крепят вставку с опорным (термокомпенсирующим) термистором, идентичным рабочему.

Тонкостенный корпус волновода изготавливают методом гальванопластики и опрессовывают пластмассой, что обеспечивает достаточную тепловую развязку между входом преобразователя и вставками. Преобразователь заключают в пластмассовый кожух, который защищает термисторные вставки от механических воздействий и кратко-

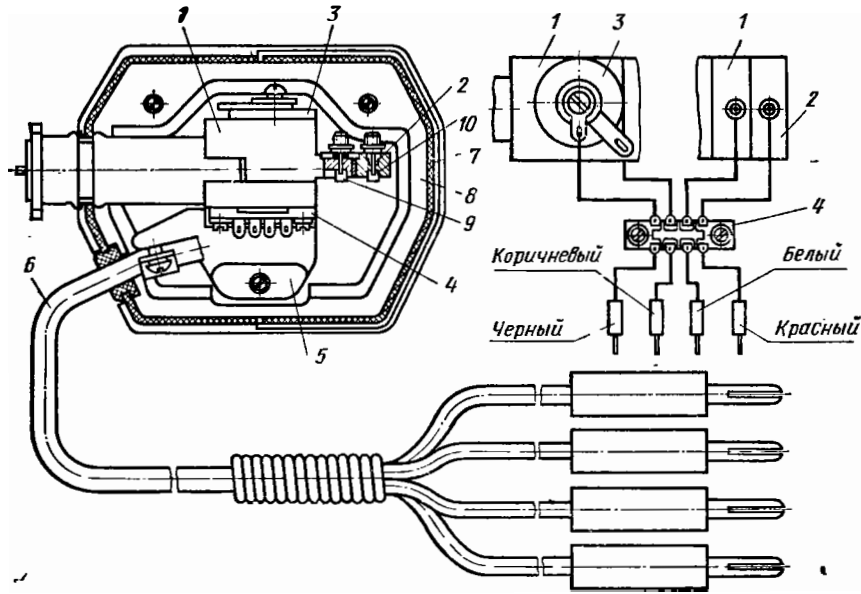


Рис. 2.28. Приемный термисторный преобразователь М5-49:

1 — волновод; 2 — корпус термокомпенсирующего терморезистора; 3 — терморезистор ММТ-9; 4 — расширительная панель; 5 — кронштейн; 6 — соединительный кабель; 7 — кожух; 8 — теплоизоляционный экран; 9 — рабочий терморезистор СТЗ-29; 10 — термокомпенсирующий терморезистор СТЗ-29.

временных изменений температуры окружающей среды. Преобразователи подключают к измерительному блоку с помощью гибкого кабеля, провода которого с одной стороны присоединяют к соответствующим выводам термочувствительных элементов, а с другой — к однополюсным штеккерам. Рассмотренная конструкция обеспечивает возможность включения термистора в тракт СВЧ и измерительную цепь. СВЧ характеристики термисторных вставок контролируют в процессе производства и поэтому их заменяют без подрегулировки. Преобразователи М5-40 — М5-45 перекрывают диапазон частот от 5,64 до 37,5 Гц.

Для измерения мощности в миллиметровом диапазоне применяют преобразователи М5-49 и М5-50 (рис. 2.28) со специальными термисторами СТЗ-29 цилиндрической формы, имеющими жесткие допуски на длину и диаметр. Рабочий термистор 9 монтируют непосредственно на конце плавного перехода. Из-за малых размеров волновода 1 часть рабочего тела термистора располагается в волноводе, а часть — во втулке,

при этом образуется короткозамкнутый коаксиальный отрезок. Втулка изолирована от корпуса слюдяной прокладкой, что обеспечивает включение термистора в схему моста постоянного тока. Волновод преобразователя изготовлен методом гальванопластики и имеет со стороны входа тонкостенный участок для уменьшения влияния скачков температуры на фланце. На его корпусе размещен второй терморезистор СТЗ-29 (10), используемый при работе преобразователя в схемах с температурной компенсацией. В преобразователях М5-40 — М5-45, М5-49 и М5-50 предусмотрена возможность установки термокомпенсационных термисторов другого типа, например ММТ-9 на случай работы с мостом М4-3.

К недостаткам преобразователей М5-49 и М5-50 следует отнести то, что заменять рабочие термисторы можно только в специализированных лабораториях или на заводе-изготовителе. Кроме того, эти преобразователи имеют сравнительно низкий коэффициент эффективности и повышенную чувствительность к внешним тепловым воздействиям.

Сопrotивление термистора на постоянном токе существенно отличается от сопротивления на СВЧ, особенно на частотах свыше 5—7 ГГц. Степень различия зависит от конструкции термистора и свойств материала, из которого он изготовлен. Для достижения согласования сопротивления термистора постоянному току (рабочее сопротивление) приходится устанавливать значительно отличающимся от характеристического сопротивления линии передачи. Так, для коаксиальной линии 50 Ом рабочее сопротивление термистора СТЗ-18 составляет 50—100 Ом, а для волноводных преобразователей с характеристическим сопротивлением тракта 100 Ом в месте включения термистора — 200 — 400 Ом. На практике принят следующий ряд рабочих сопротивлений: 50, 75, 100, 150, 200, 240, 330, 400, 500 Ом.

#### 2.3.4. Неэквивалентность замещения

• В болометрических и термисторных преобразователях в той или иной мере проявляется неэквивалентность замещения СВЧ мощности мощностью постоянного тока или переменного тока низкой частоты [39 — 45]. Так как измерительные устройства ваттметров калибруют по замещающей мощности, то неэквивалентность замещения — это источник возникновения погрешности при измерении СВЧ мощности.

Неэквивалентность замещения может быть обусловлена: различным распределением СВЧ мощности и замещающей мощности в рабочем теле термистора (болометра), а также между выводами термистора и его рабочим телом; образованием термо-э. д. с. в термисторах; потерями СВЧ мощности в разъемах, передающей линии и на излучение.

Из-за различного распределения СВЧ мощности и замещающей мощности в рабочем теле болометра (термистора) распределение температур по длине и сечению элемента различно. Это приводит к неравенству изменений сопротивления болометра (термистора) под воздействием СВЧ мощности и замещающей мощности одинакового уровня. Поскольку измерительное устройство в процессе измерений поддерживает сопротивление термистора постоянным, эквивалентность за-

мещения не является полной. Неэквивалентность, обусловленная различным распределением СВЧ мощности и замещающей мощности вдоль рабочего тела, исследована теоретически и экспериментально [39]. Показано, что для платинового болометра она не превышает 2% вплоть до миллиметровых волн при длине 1 мм и диаметре 1—3 мкм (рис. 2.29).

Следует отметить, что при использовании вакуумированных болометров возникают значительно большие погрешности, чем при использовании болометров таких же размеров, но охлаждаемых путем конвекции. Это обусловлено параболическим распределением температуры вдоль нити болометра в вакууме. Несколько больше неэквивалентность при использовании термисторов [38].

Неэквивалентность замещения, вызванная различным распределением мощностей СВЧ и замещающей между выводами термистора и его рабочим телом приближенно равна

$$\delta'_s = -\frac{r_b}{R_{t^0} + r_b} 100\%, \quad (2.25)$$

где  $r_b$ ,  $R_{t^0}$  — активное сопротивление выводов термистора и рабочего тела току СВЧ соответственно.

При этом предполагается, что СВЧ мощность, рассеиваемая в выводах, несущественно влияет на температуру рабочего тела, а также что сопротивление выводов на постоянном токе

пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением рабочего тела. Воспользовавшись экспериментальной частотной зависимостью активного сопротивления рабочего тела и определив активное сопротивление выводов термистора  $r_b$ , можно рассчитать величину неэквивалентности. Она достигает значения —1,3% на частоте 10 ГГц при диаметре платиновых выводов 25 мкм, их суммарной длине 1 мм и сопротивлении термистора на постоянном токе 50 Ом.

При измерении СВЧ мощности с использованием термисторов может возникнуть погрешность неэквивалентности замещения, вызванная действием термо-э. д. с., образуемой на выводах термисторов. Однако влияние термо-э. д. с. на погрешность измерения достаточно мало и для приборов общего применения может не учитываться. Экспериментальная проверка показывает, что абсолютное значение термо-э. д. с. достигает единиц милливольт.

Погрешность из-за неэквивалентности замещения, обусловленная потерями СВЧ мощности в разъемах, стенках передающей линии и на излучение, существенно зависит от качества контактов и механических соединений и материала, из которого изготовлен отрезок передающей линии. С ростом частоты эта составляющая погрешности неэквивалентности также растет и в короткой части миллиметрового диапазона может достигать нескольких десятков процентов.

Есть еще один источник неэквивалентности замещения, присущий только преобразователям с двумя термочувствительными элементами [41, 42]. Как уже указывалось, в этих преобразователях термисторы включены в цепь постоянного тока последовательно, а СВЧ — параллельно. Такое включение приводит к тому, что при поступлении мощности СВЧ на термисторы, обладающие различной чувствительностью, и замещении ее мощностью постоянного тока сопротивление каждого из термисторов изменяется относительно первоначального: одного в положительную сторону, а другого — в отрицательную. Это приводит к неэквивалентности замещения. Предполагая, что чувствительность для каждого из термисторов на СВЧ и на постоянном токе одинакова, данную составляющую неэквивалентности замещения в первом приближении можно определить выражением

$$\delta K_s = (1/S_{t_1^0} - 1/S_{t_2^0}) \Delta R_{t^0} / P_{СВЧ}, \quad (2.26)$$

где  $S_{t_1^0}$ ,  $S_{t_2^0}$  — чувствительность термисторов, Ом/мВт;  $\Delta R_{t^0}$  — изменение сопротивления каждого термистора в процессе замещения, Ом.

С увеличением измеряемой мощности неэквивалентность замещения термисторных преобразователей с двумя термисторами растет, а для болометрических уменьшается. В формуле (2.26) не учтена частотная зависимость активного сопротивления термочувствительных элементов, которая для различных термисторов может заметно отличаться.

Неэквивалентность, обусловленную изменением уровня мощности, можно уменьшить, используя теплосвязанный двоянный термистор (см. рис. 2.22). При этом вследствие значительной теплопроводности материала термистора степень разогрева элементов перестает зависеть от распределения мощности между ними.

Анализ источников неэквивалентности замещения показывает, что в зависимости от диапазона частот и уровня измеряемой СВЧ мощности неэквивалентность может быть существенной и при измерениях ее необходимо учитывать. С этой целью, как уже было отмечено, введен коэффициент эффективности  $K_s$  (или эффективность):

$$K_s = P_{зам} / P_{СВЧ}. \quad (2.27)$$

Коэффициент эффективности определяют с помощью образцовых средств — калибраторов мощности. Обычно его измеряют при уровне мощности около 1 мВт. Когда неэквивалентность значительно зависит от уровня мощности,  $K_s$  измеряют при нескольких уровнях.

### 2.3.5. Измерительные блоки ваттметров

Простейшим измерительным блоком термисторного или болометрического ваттметра является резистивный мост Уитстона (рис. 2.30), в одно из плеч которого включено сопротивление термочувствительного элемента (например, термистора) приемного преобразователя. Термистор  $R_{t^0}$  одновременно включен в линию передачи как оконечная нагрузка. Сопротивления резисторов остальных плеч моста  $R_1$ ,

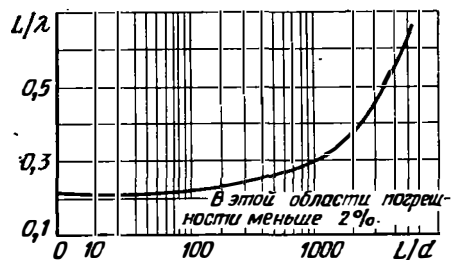


Рис. 2.29. Зависимость длины нити болометра, выраженной в длинах волн, от его диаметра при погрешности 2%.

$R_2, R_3$  подбирают такими, чтобы при балансе моста термистор обладал заданным значением сопротивления постоянному току. Балансируют мост с помощью переменного сопротивления  $R_4$ , регулируя величину тока питания моста и соответственно тепловой режим термистора.

При подведении к термистору СВЧ мощности он дополнительно разогревается, в результате чего сопротивление термистора изменяется на некоторое значение  $\Delta R_{t^0}$ . Баланс моста нарушается. Величину разбаланса индицирует гальванометр, включенный в диагональ моста. При малом разбалансе сохраняется линейная зависимость между величиной тока в диагонали моста и изменением сопротивления термистора, а следовательно, и СВЧ мощностью, вызывающей это изменение, т. е.

$$P_{\text{СВЧ}} = k I_{\Gamma}, \quad (2.28)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности;  $I_{\Gamma}$  — ток в диагонали моста.

Коэффициент  $k$  можно определить на СВЧ, постоянном токе или переменном токе низкой частоты. При известном значении  $k$  шкалу гальванометра

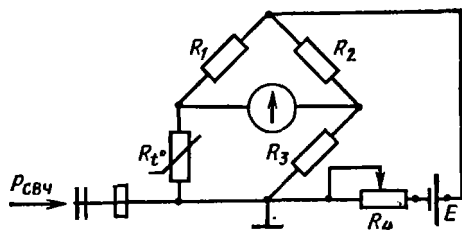


Рис. 2.30. Применение моста Уитстона для измерения мощности.

можно проградуировать в единицах измеряемой мощности.

Простейшую схему в настоящее время применяют только для индикации мощности или при относительных измерениях, так как она имеет существенные недостатки:

- коэффициент  $k$  зависит от температуры окружающей среды и смены термистора (болометра). Известно, что чувствительность мостовой схемы прямо зависит от мощности, подводимой к ней. Так как сопротивление термистора меняется с изменением температуры окружающей среды, то меняется и уровень мощности, при котором мост балансируется. В связи с этим меняется чувствительность и, следовательно, коэффициент  $k$ ;

- малый динамический диапазон — до 2 мВт. Динамический диапазон зависит от уровня рассеиваемой термистором мощности постоянного тока, при которой наступает баланс моста. Чем выше уровень, тем больше динамический диапазон измеряемых мощностей. Можно показать, что нелинейность измерительного блока не превышает 5%, если начальная балансировка моста наступает при уровне мощности на термисторе не менее 8 мВт, а измеряемая мощность не превышает 2 мВт;

- степень согласования с СВЧ трактом зависит от уровня измеряемой мощности, так как в зависимости от ее величины изменяется сопротивление термистора, нагружающего СВЧ тракт;

- невысокая точность.

На практике распространены мостовые схемы с использованием метода замещения. Особенностью этого метода является то, что дополнительный разогрев термистора мощностью СВЧ компенсируется уменьшением мощности постоянного тока, рассеиваемой термистором.

Таким образом, сопротивление термистора в процессе измерения поддерживается постоянным. Процесс измерения СВЧ мощности сводится к определению изменения мощности постоянного тока, т. е. замещающей мощности.

Исходя из предположения об эквивалентности теплового воздействия на термистор мощностей СВЧ и постоянного тока, питающего мост, можно записать

$$P_{\text{СВЧ}} = P_{\text{зам}} = (I_1^2 - I_2^2) R_{t^0}, \quad (2.29)$$

где  $I_1, I_2$  — токи, протекающие через термистор, при начальном балансе моста и при подаче СВЧ мощности, т. е. после повторной балансировки;  $R_{t^0}$  — сопротивление термистора при балансе моста.

В случае, когда непосредственно измеряют  $I_1$  и  $I_2$  и эти токи мало различаются, такой способ определения замещающей мощности имеет низкую точность.

Более высокую точность обеспечивает способ измерения тока начального баланса моста  $I_1$  и величины изменения этого тока  $\Delta I = I_1 - I_2$  после подачи СВЧ мощности.

Выразив  $I_2$  в формуле (2.29) через  $I_1$  и  $\Delta I$ , получим

$$P_{\text{СВЧ}} = P_{\text{зам}} = (2I_1 - \Delta I) \Delta I R_{t^0}. \quad (2.30)$$

Таким образом, при постоянных заданных значениях  $I_1$  и  $R_{t^0}$ , величины  $P_{\text{СВЧ}}$  и  $\Delta I$  связаны вполне определенной зависимостью, и прибор, регистрирующий величину тока  $\Delta I$ , может быть отградуирован в единицах СВЧ мощности.

Однако на практике величина тока начального баланса не постоянна. Она зависит от характеристик термистора, температуры окружающей среды, условий теплообмена термистора с окружающей средой. Чтобы обеспечить однозначность зависимости  $P_{\text{СВЧ}} = f(\Delta I)$ , выбирают такую схему, при которой в момент начального баланса моста через термистор протекает постоянный ток  $I_0$ , несколько меньший тока  $I_1$ , при котором сопротивление термистора становится равным рабочему, а также регулируемый переменный ток низкой частоты. Мощностью переменного тока, равной  $(I_1^2 - I_0^2) R_{t^0}$ , сопротивление термистора доводится до рабочего и мост оказывается сбалансированным. Выходная мощность генератора переменного тока низкой частоты при этом должна быть более  $(I_1^2 - I_0^2) R_{t^0}$  во всем интервале рабочих температур с любым из используемых в устройстве термисторов.

В отдельных случаях баланс моста регистрируют в цепи низкочастотного тока, а термистор дополнительно нагревают постоянным током.

Рассмотрим способы измерения тока  $\Delta I$ .

1. Использование схемы сравнения с опорным напряжением (рис. 2.31). Измерительный мост питается от источника постоянного тока со следящей схемой. Начальную балансировку моста осуществляют с помощью источника переменного тока низкой частоты. При достижении баланса, индицируемого вольтметром, напряжение питания моста  $U_0$  равно напряжению опорного источника  $U_{\text{оп}}$ . Так как источник опорного напряжения выдает стабилизированное напряжение,

постоянный ток, протекающий через термистор, при начальном балансе моста всегда будет неизменным. После подачи СВЧ мощности баланс моста нарушается. Следящая система источника постоянного тока уменьшает напряжение до значения  $U_0'$ ; баланс моста восстанавливается. В этот момент вольтметр покажет разность напряжений  $\Delta U = U_{оп} - U_0'$ , пропорциональную изменению тока  $\Delta I$ . Пользуясь выражением

$$P_{СВЧ} = P_{зам} = (2I_0 - \Delta I) \Delta I R_t^{\circ}, \quad (2.31)$$

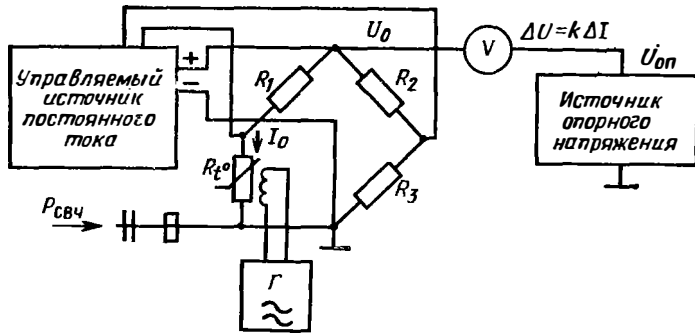


Рис. 2.31. Схема сравнения с опорным напряжением.

где  $k\Delta I = \Delta U$ ,  $I_0 = \text{const}$ ,  $R_t^{\circ} = \text{const}$ , шкалу прибора градуируют в единицах измеряемой мощности.

2. Использование схемы, с помощью которой на термистор подается встречный ток (рис. 2.32). Перед подачей СВЧ мощности термистор-

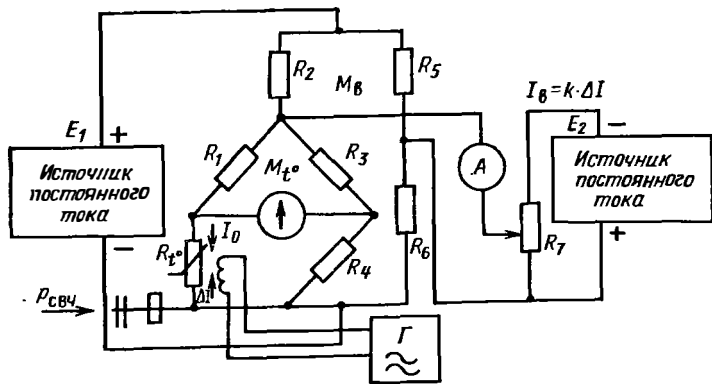


Рис. 2.32. Схема с источником встречного тока.

ный мост  $M_t^{\circ}$  [47], являющийся плечом моста ваттметра  $M_B$ , балансируют с помощью источника переменного тока низкой частоты. При этом от источника постоянного тока  $E_1$  через термистор протекает ток  $I_0$  известной и неизменной величины. В момент баланса моста  $M_B$  и источники постоянного тока  $E_1$  и  $E_2$  оказываются развязанными. После подачи на термистор СВЧ мощ-

ности баланс моста  $M_t^{\circ}$  нарушается. Чтобы восстановить его, с помощью потенциометра на термистор подают встречный ток  $\Delta I$  от источника  $E_2$ . В момент восстановления баланса прибор покажет величину тока, пропорциональную  $\Delta I$ . Прибор градуируют в единицах измеряемой мощности согласно выражению (2.31), где  $k\Delta I = I_{ш}$ .

3. Шунтирование моста (рис. 2.33). Термисторный мост питается от источника постоянного тока с внутренним сопротивлением, значительно превосходящим сопротивление моста:  $R_i \gg R_M$ .

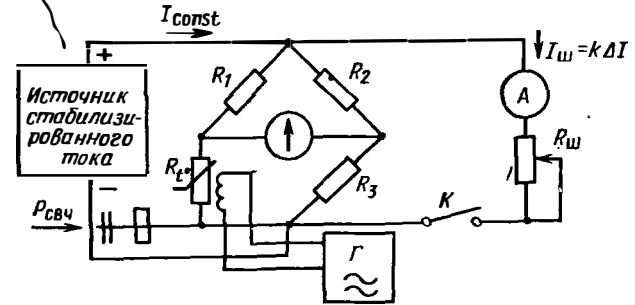


Рис. 2.33. Схема с шунтом.

Перед подачей СВЧ мощности термисторный мост балансируют с помощью источника переменного тока низкой частоты. Ключ  $K$  при этом разомкнут. В момент первичного баланса через термистор протекает ток  $I_0$  известной и неизменной величины, задаваемой стабилизатором тока. После подачи СВЧ мощности включают схему компенсации (ключ замыкают). Изменением сопротивления шунта восстанавливается баланс моста, при этом уменьшается постоянный ток через термистор. В момент восстановления баланса прибор покажет величину тока, пропорциональную изменению тока через термистор, т. е.  $I_{ш} \equiv \Delta I$ .

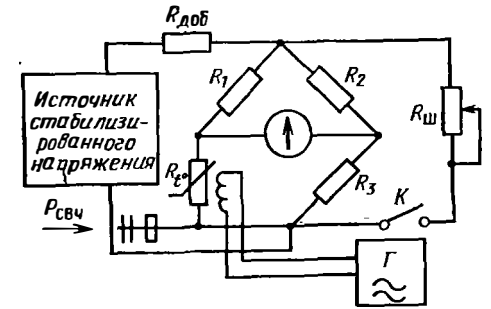


Рис. 2.34. Схема с источником стабилизированного напряжения постоянного тока и шунтом.

Пользуясь выражением (2.31), где  $I_0 = \text{const}$ ,  $R_t^{\circ} = \text{const}$ ,  $k\Delta I = I_{ш}$ , шкалу индикатора градуируют в единицах измеряемой мощности.

На практике распространена также схема, приведенная на рис. 2.34, отличающаяся от рассмотренной (рис. 2.33) тем, что мост питается от источника постоянного тока со стабилизированным выходным напряжением через последовательно включенное сопротивление  $R_{доб}$ . Начальную балансировку моста осуществляют с помощью источника переменного тока звуковой частоты. В момент поступления СВЧ

мощности ключ замыкается и мост оказывается зашунтированным сопротивлением  $R_{ш}$ , в результате чего уменьшается напряжение на мосте и соответственно ток в термисторе. Изменяя величину  $R_{ш}$ , можно уменьшить ток в термисторе и таким образом восстановить баланс моста. Если в качестве шунта использовать точный микропотенциометр, то его шкалу можно откалибровать в единицах измеряемой мощности, при этом не потребуется специальный прибор для измерения тока. Описанная схема применена в приборе МЗ-1А.

Для измерения замещающей мощности применяют и другие схемы, в которых не требуется сохранение величин токов начального баланса моста и вспомогательного источника переменного тока. К ним относится схема с электродинамическим прибором. Электродинамический прибор (рис. 2.35) имеет две неподвижные обмотки  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  и одну подвижную (рамку)  $\omega_3$ . Обмотки  $\omega_1$  и  $\omega_2$  включены таким образом, что при прохождении через них тока магнитные потоки суммируются. Угол отклонения рамки прибора равен

$$\alpha_{угл} = kl_3\omega_3 (I_1\omega_1 + I_2\omega_2). \quad (2.32)$$

Если через рамку пропустить ток  $\Delta I$ , а через неподвижные обмотки токи  $I_1$  и  $I_2 = I_1 - \Delta I$ , то показания прибора будут пропорциональны мощности замещения (измеряемой мощности):

$$\alpha_{угл} = k\Delta I\omega_3 [I_1\omega_1 + (I_1 - \Delta I)\omega_2] = k\Delta I\omega_3 [I_1(\omega_1 + \omega_2) - \Delta I\omega_2]. \quad (2.33)$$

При  $\omega_1 = \omega_2 = \omega$

$$\alpha_{угл} = k\Delta I\omega_3 (2I_1 - \Delta I)\omega = \omega\omega_3 P_{зам},$$

где  $P_{зам} = (2I_1 - \Delta I)\Delta I k$ .

В современных приборах баланс моста при подаче СВЧ мощности восстанавливается автоматически с использованием следящих систем. Такие приборы называют самобалансирующимися. Отсчетные устройства самобалансирующихся приборов, как правило, прямопоказывающие, т. е. отградуированы в единицах измеряемой мощности. Начальная балансировка моста при отключенной мощности СВЧ также может выполняться автоматически с использованием следящей системы с электронной памятью.

### 2.3.6. Схемы измерительных мостов с термокомпенсацией

Одним из факторов, существенно влияющих на точность термисторных (болومترических) ваттметров, является флуктуация температуры окружающей среды. Учитывая, что применяемые на практике термисторы имеют постоянную рассеяния 0,1 — 0,3 мВт/град, а колебания температуры в процессе измерений нередко составляют  $1^\circ\text{C}$  и более за час, можно количественно оценить это влияние. Умножив постоянную рассеяния на изменение температуры за время измерения (например, 0,5 мин), найдем величину кажущегося изменения СВЧ

мощности за время измерений:  $h_{т} \Delta t^\circ = 0,3 \cdot 1/120 = 0,0024$  мВт. Отсюда следует, что при измерении мощности малых уровней необходимо уменьшать влияние температуры окружающей среды. С этой целью применяют термокомпенсацию и реже — термостатирование приемных преобразователей. Для термокомпенсации, как правило, используют опорные (компенсационные) мосты, в которые вводят опорный термистор, идентичный рабочему.

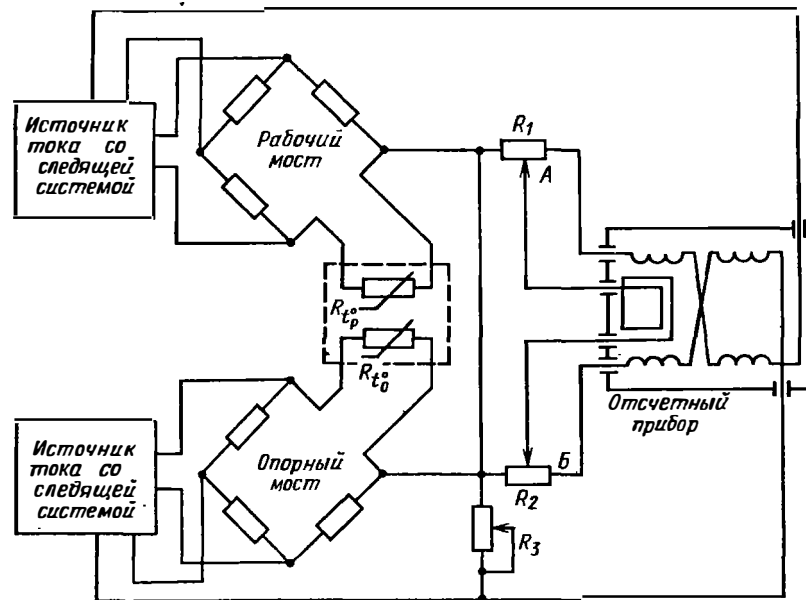


Рис. 2.36. Схема самобалансирующегося моста постоянного тока с термокомпенсацией.

В схему самобалансирующегося моста (рис. 2.36) входят два симметричных моста — рабочий и опорный. Оба моста питаются от самостоятельных источников, имеющих системы слежения и автоматически поддерживающих баланс мостов. Токи питания мостов, пропорциональные токам в рабочем и опорном термисторах, протекают через одинаковые образцовые потенциометры  $R_1$  и  $R_2$ , затем через неподвижные обмотки отсчетного электродинамического прибора в таком направлении, что возникающие при этом магнитные поля суммируются. При абсолютной идентичности характеристик рабочего и опорного термисторов эти токи равны. В этом случае потенциалы в точках А и Б при одинаковом положении потенциометров  $R_1$  и  $R_2$  будут равны и ток в подвижной обмотке прибора равен нулю.

После подачи СВЧ мощности на рабочий термистор баланс рабочего моста нарушается и напряжение разбаланса, возникающее в нулевой диагонали, подается на регулятор тока источника питания, изменяющий его величину до восстановления баланса. Вследствие этого в точках А и Б появится разность потенциалов и в подвижной обмотке

электродинамического прибора возникнет ток, пропорциональный изменению тока в рабочем термисторе  $\Delta I$ , а в неподвижной обмотке, связанной со схемой питания рабочего моста, ток уменьшится и станет пропорциональным току  $I_0 - \Delta I$  ( $I_0$  — ток в рабочем термисторе при начальном балансе моста). В результате взаимодействия магнитных полей, создаваемых токами в подвижной и неподвижных катушках прибора, подвижная катушка повернется на угол, пропорциональный произведению  $(2I_0 - \Delta I) \Delta I$ , т. е. пропорциональный мощности за-  
мещения.

Температурная компенсация в приборе осуществляется следующим образом. При изменении температуры окружающей среды следя-

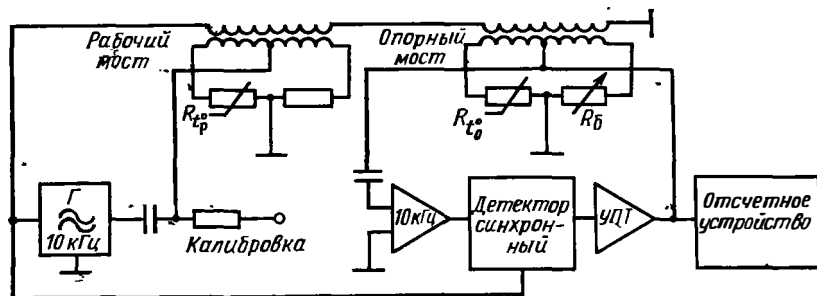


Рис. 2.37. Структурная схема самобалансирующегося моста переменного тока с термокомпенсацией.

щие системы источников питания рабочего и опорного мостов изменяют токи питания настолько, чтобы сохранился баланс мостов. Если термисторы идентичны и расположены в одном приемном преобразователе в непосредственной близости, новые значения токов практически будут одинаковы. Следовательно, и токи, протекающие через образцовые потенциометры, будут одинаковыми. При этом ток в подвижной катушке отсчетного прибора по-прежнему будет равен нулю и выходной индикатор сохранит нулевое показание. Таким образом, с помощью опорного моста достигается температурная компенсация.

Поскольку токи смещения рабочего и опорного термисторов могут отличаться на 20—30%, в схеме предусматривают выравнивание токов, протекающих через потенциометры, с помощью переменного резистора  $R_3$ , шунтирующего потенциометр  $R_2$ , и соответствующие катушки электродинамического прибора. Неполная идентичность термисторов по чувствительности приводит также к неидеальности термокомпенсации и возникновению температурного дрейфа нуля прибора.

Приведем еще одну схему самобалансирующегося моста с термокомпенсацией (рис. 2.37). В этой схеме в отличие от рассмотренной (рис. 2.36) опорный и рабочий мосты питаются от общего источника переменного тока низкой частоты (10 кГц). Термокомпенсация в таком приборе осуществляется следующим образом. Допустим, что после начальной установки нуля прибора повысилась температура окружающей среды. Если термисторы находятся в равных тепловых условиях, а их тепловые характеристики идентичны, сопротивление каждого

из них изменится на одну и ту же величину. Оба моста разбалансируются. Благодаря положительной обратной связи рабочий мост будет стремиться к восстановлению баланса путем уменьшения мощности источника питания. Это в свою очередь приведет к уменьшению мощности питания опорного моста, и его баланс также восстановится. В результате сохранится нулевое показание отсчетного устройства.

Описанные способы термокомпенсации не полностью исключают дрейф показаний отсчетного устройства. При внешних тепловых воздействиях возникает меняющаяся во времени разница температур в области крепления рабочего и опорного термисторов. Это приводит к дрейфу нуля даже при идентичных термисторах. Практические схемы термокомпенсации позволяют уменьшить дрейф показания прибора, вызванный изменением температуры окружающей среды, в 5—20 раз, причем максимального уменьшения можно добиться подбирая термисторы в пары и подстраивая тепловые характеристики преобразователей в целом.

Чтобы исключить влияние температуры окружающей среды, приемные преобразователи ваттметров также термостатируют. Существующие схемы термостатов позволяют стабилизировать температуру с точностью до тысячных долей градуса. Заключение приемного преобразователя в термостат с такой стабилизацией температуры обеспечивает постоянство тока начального баланса моста во всем интервале рабочих температур и, следовательно, малый дрейф показаний прибора. Однако метод термостатирования имеет недостатки. При нем усложняется конструкция приемных преобразователей; время прогрева достигает 2 ч при нестабильности примерно 1 мкВт/мин.

Мостовые схемы ваттметров с болометрическими приемными преобразователями малого уровня мощности (до 10 мВт) практически ничем не отличаются от термисторных. Для измерения уровней мощности свыше 10 мВт мостовые схемы несколько усложняют. Из-за низкой чувствительности и неизбежного разброса сопротивлений болометров в процессе их изготовления оказывается невозможным установить начальный баланс моста при заданных значениях постоянного и переменного токов низкой частоты. Поэтому наряду с регулировкой мощности для первоначального подогрева болометра в схеме предусматривают регулировку сопротивления плеча моста, симметричного плечу, в которое включен болометр. Одновременно с изменением сопротивления плеча моста корректируют цепи отсчетного устройства, чтобы не нарушалась его градуировка.

### 2.3.7. Питание термистора импульсным напряжением. Цифровой отсчет

В качестве отсчетного устройства термисторных ваттметров длительное время использовали стрелочные приборы постоянного тока. Следует отметить, что такие отсчетные устройства в некоторых случаях вносят в погрешность измерений значительно большую долю, чем все измерительное устройство. Применением цифрового отчета можно существенно повысить точность. Кроме того, цифровой отсчет незаменим в тех случаях, когда ваттметры являются узлами цифровых ин-



формационных систем. При простейшем способе цифровой индикации в схему ваттметра вместо стрелочного прибора вводят аналого-цифровой преобразователь, преобразующий выходное напряжение постоянного тока в цифровой код, и цифровой индикатор. Такое решение является, однако, не единственным и не всегда лучшим. Цифровая индикация возможна, например, при питании моста от источника импульсного напряжения прямоугольной формы [56—64], управляемого по частоте и длительности импульсов. Нетрудно показать, что при определенных параметрах импульсного сигнала (амплитуда, длительность, частота следования импульсов), питающего термисторный мост, мож-

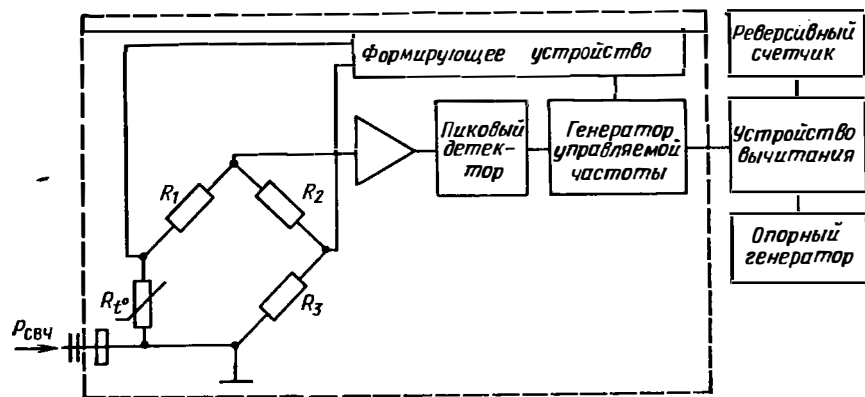


Рис. 2.38. Структурная схема термисторного ваттметра с цифровым отсчетом.

но достигнуть состояния баланса. Если длительность и амплитуда импульсов постоянны, то мощность, рассеиваемая термистором при балансе моста, пропорциональна частоте следования  $F_H$ :

$$P = kF_H \quad (2.34)$$

Отсюда приращение мощности равно

$$\Delta P = k\Delta F_H \quad (2.35)$$

Из (2.35) следует, что замещающая мощность линейно зависит от изменения частоты следования импульсов.

Таким образом, в мостовых схемах, питаемых источниками импульсного напряжения, измерение СВЧ мощности может быть сведено к измерению изменения частоты следования импульсов.

Рассмотрим структурную схему термисторного ваттметра с цифровым отсчетом (рис. 2.38). До подачи СВЧ мощности на термистор мост сбалансирован. При этом частоту опорного генератора устанавливают равной частоте генератора управляемой частоты, счетчик показывает нуль. После подачи СВЧ мощности следящая система будет поддерживать баланс моста при новом (меньшем) значении частоты импульсов за счет воздействия выходного сигнала пикового детектора на генератор управляемой частоты. Разностную частоту сигнала, об-

разующегося на выходе устройства вычитания, пропорциональную замещающей мощности, измеряет счетчик.

В термисторных ваттметрах с цифровым отсчетом питание моста может быть комбинированным: от источников постоянного тока и двуполярных прямоугольных импульсов [58]. Эти ваттметры обладают тем достоинством, что при одном интервале частот управляемого генератора имеют несколько пределов измерения благодаря изменению энергии одного импульса. В отсутствие измеряемой СВЧ мощности мостовую схему ваттметра уравнивают изменяя величину постоянного тока подогрева термистора. При этом на термистор поступают импульсы с начальной (опорной) частотой следования, например 20 кГц. После подачи СВЧ мощности на термистор мостовая схема ваттметра управляет частотой импульсного генератора и соответственно изменяет мощность последовательности импульсов.

Соотношение между измеряемой мощностью и частотой следования импульсов может быть записано в виде

$$K_a P_{\text{СВЧ}} = P_{\text{зам}} = W_0 (F_{\text{оп}} - F_x), \quad (2.36)$$

где  $W_0$  — энергия одного двуполярного импульса;  $F_{\text{оп}}$  — опорная частота следования импульсов;  $F_x$  — частота следования импульсов при включенной СВЧ мощности.

Погрешность измерительного устройства термисторного ваттметра с цифровым отсчетом может составлять  $\pm 0,5\%$  и менее.

### 2.3.8. Возможности и достоинства метода

Болометрический метод используют в диапазонах метровых, дециметровых, сантиметровых и миллиметровых длин волн. Диапазон частот отдельных приборов определяется приемными преобразователями, входящими в комплект.

Метод применим для измерения малых уровней мощности — от единиц микроватт до десяти милливатт при использовании термисторных и болометрических (на базе проволочных болометров) преобразователей и до сотен милливатт при использовании болометрических преобразователей с пленочными плоскими болометрами. Болометрические преобразователи имеют меньшую чувствительность, поэтому их динамический диапазон обычно меньше, чем у термисторных.

Погрешность измерения определяется следующими основными составляющими;

- погрешностью измерения мощности замещения  $\delta_1$ , т.е. погрешностью измерительной схемы (измерительные устройства существующих самобалансирующихся ваттметров обеспечивают измерение замещающей мощности с погрешностью  $\pm (0,5 - 1,5\%)$ );

- погрешностью определения коэффициента эффективности приемного преобразователя  $\delta K_a$  (при использовании калибраторов обеспечивают измерение действительного значения коэффициента эффективности с погрешностью  $\pm (2,0 - 5,0\%)$ );



— погрешностью, обусловленной дрейфом,  $\delta_2$  (в установившемся режиме при наличии схемы высококачественной температурной компенсации она не превышает 0,5 мкВт за полминуты);

— погрешностью за счет отражения мощности от приемного преобразователя  $\delta_3$  (если в результате измерений вносят поправку на отраженную мощность, то неисключенный остаток погрешности для прибора общего применения составит не более  $\pm 0,5\%$ );

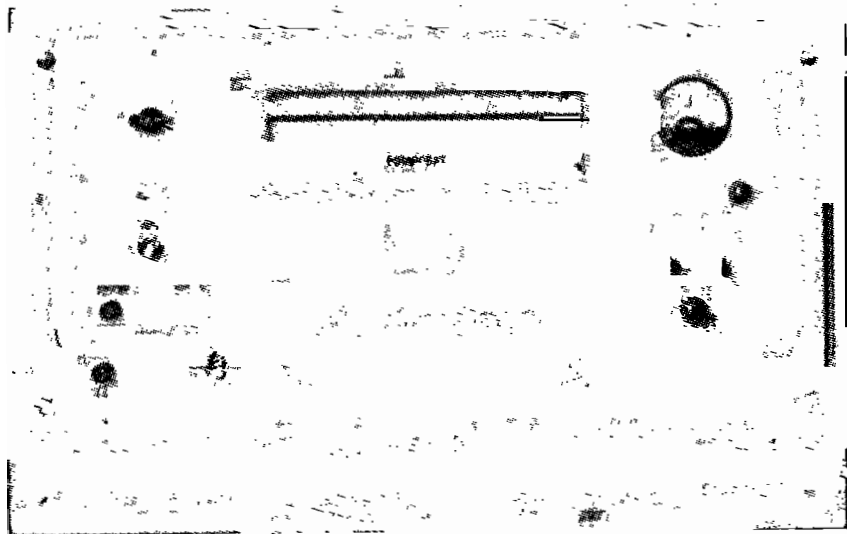


Рис. 2.39. Общий вид ваттметра М3-22.

— погрешностью из-за рассогласования  $\delta_{\text{расс}}$  (данную погрешность рассчитывают по формуле (2.14) или определяют по графику (рис. П.10) исходя из значений коэффициентов отражения генератора и ваттметра).

Учитывая законы распределения составляющих, погрешность измерения можно рассчитать по формуле (2.15) или (2.16). Без учета погрешности за счет рассогласования погрешность измерения мощности с помощью термисторных ваттметров составляет  $\pm (2,5-10)\%$ .

К достоинствам метода следует отнести: применимость в широком диапазоне частот; малое время установления показаний, что позволяет применять его в автоматизированных устройствах.

Недостатками метода являются: существенный температурный дрейф; ограниченный сверху динамический диапазон; низкий коэффициент эффективности на высоких частотах (порядка 0,5 на 78 ГГц).

Приведем краткое описание термисторного ваттметра М3-22 (рис. 2.39). Прибор предназначен для измерения малых уровней мощности СВЧ сигналов НГ и среднего значения мощности импульсно-модулированных СВЧ сигналов в коаксиальных и волноводных трактах. Измерительный мост ваттметра в сочетании с калибраторами мо-

жет быть использован для измерения коэффициента эффективности приемных преобразователей.

Ваттметр состоит из измерительного блока (моста) и комплекта термисторных преобразователей (рис. 2.40). Основу измерительного блока составляют два последовательно включенных самобалансирующихся моста — рабочий и опорный (компенсационный). В схему рабочего моста включен рабочий термистор  $R_{\text{т.р}}$  приемного преобразователя, а в схему опорного моста — опорный термистор  $R_{\text{т.о}}$ . Оба термистора однотипны и их характеристики близки. Рабочий мост вы-

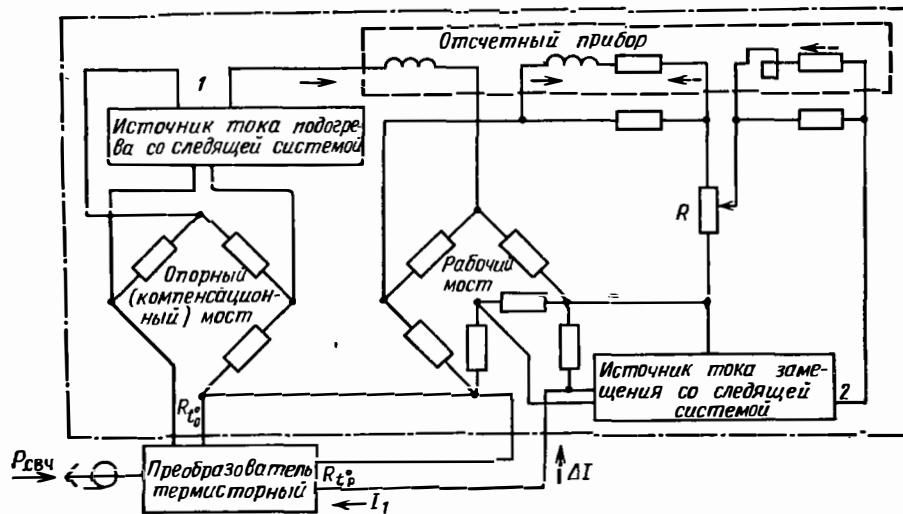


Рис. 2.40. Структурная схема ваттметра М3-22.

полнен в виде двойного моста, благодаря чему развязаны источники тока подогрева 1 и тока замещения 2. Следящие системы, входящие в источники, автоматически поддерживают баланс мостов.

При подаче СВЧ мощности на вход преобразователя сопротивление рабочего термистора уменьшается, что приводит к разбалансу рабочего моста и появлению напряжения разбаланса на входе источника замещения. На выходе последнего создается ток замещения такой величины и такого направления, что при поступлении его в рабочий мост результирующее значение постоянного тока в рабочем термисторе уменьшается и почти полностью восстанавливается начальный баланс моста.

Величину замещающей мощности при измерении индицирует ферродинамический ваттметр, который выполняет операцию подсчета мощности исходя из значения токов в обмотках, пропорциональных току начального подогрева рабочего термистора и току замещения соответственно.

Основные характеристики ваттметра:

— диапазон частот 0,15—78,3 ГГц;

— номиналы шкал: 12; 30; 60; 120; 300; 600; 1200; 3000; 6000 мкВт;

— основная погрешность  $\pm \left( B + \frac{0,5 A + 50 \text{ мкВт}}{P_v} \right) \%$ , где  $A$  — предел измерения, мкВт;  $P_v$  — показание прибора, мкВт;  $B = |\delta K_s| + 0,5$ ;  $\delta K_s$  — погрешность определения коэффициента эффективности. Рабочие сопротивления преобразователей: 50; 75; 100; 200; 240; 330; 400 Ом.

Основные характеристики коаксиальных и волноводных термисторных преобразователей, входящих в комплект прибора, приведены в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Тип преобразователя	Размеры тракта, мм	Диапазон частот, ГГц	КСВ	$K_s$ , не менее	Рабочее сопротивление, Ом	Мощность рассеяния в интервале рабочих температур, мВт
M5-29	$\varnothing 16 \times 4,6$	0,03—1,00	1,3	0,9	75; 100	9—60
M5-30	$\varnothing 16 \times 4,6$	1,00—3,00	1,3	0,9	75; 100	9—60
M5-31	$\varnothing 10 \times 4,34$	3,00—6,00	1,4	0,85	75; 100	9—60
M5-32	$\varnothing 10 \times 4,34$	6,00—10,00	1,5	0,8	75; 100	9—60
M5-40	35×15	5,64—8,24	1,4	0,9—1,05	240	10—70
M5-41	28,5×12,6	6,85—9,93	1,3	0,9—1,05	240	10—70
M5-42	23×10	8,24—12,05	1,3	0,9—1,05	240	10—70
M5-43	17×8	11,1—16,7	1,3	0,9—1,05	240	10—70
M5-44	11×5,5	16,7—25,86	1,5	0,85—1,05	400	7,5—65
M5-45	7,2×3,4	25,86—37,5	1,5	0,85—1,05	400	7,5—65
M5-49	5,2×2,6	37,5—53,6	1,7	0,5	400	15—70
M5-50	3,6×1,8	53,6—78,3	1,7	0,5	400	15—70

## 2.4. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ МЕТОД

Термоэлектрический метод основан на преобразовании СВЧ энергии в тепловую с помощью высокочастотных дифференциальных термопар прямого или косвенного нагрева и измерения возникающей в результате нагрева термо-э. д. с., пропорциональной рассеиваемой в термопаре СВЧ мощности. Термопары выполняют одновременно функции согласованной нагрузки и дифференциального термометра. Зависимость между измеряемой мощностью и величиной термо-э. д. с. выражается соотношением

$$P_{\text{СВЧ}} \approx U_{\text{т.э.д.с.}} / K_{\text{прб СВЧ}}, \quad (2.37)$$

где  $U_{\text{т.э.д.с.}}$  — напряжение термо-э. д. с. на выходе термопары, мВ;  $K_{\text{прб СВЧ}}$  — коэффициент преобразования термопары, мВ/мВт.

Термоэлектрический метод, как и болометрический, применяют в основном для измерения мощности малых уровней, однако он имеет ряд преимуществ перед болометрическим. Так как величина термо-э. д. с. пропорциональна подводимой СВЧ мощности и практически не зависит от температуры окружающей среды, в термоэлектрических ваттметрах отсутствуют элементы и узлы для температурной компенсации. Приемные преобразователи термоэлектрических ваттметров не требуют длительного времени прогрева и при высокой чувствитель-

ности термопар могут работать непосредственно со стрелочным индикатором. Поскольку термопара не требует начального подогрева, как термистор или болометр, потребление ваттметра от источников питания мало, что особенно важно в случае питания прибора от первичных источников (например, аккумуляторов).

### 2.4.1. Приемные преобразователи термоэлектрических ваттметров

Основным элементом приемного преобразователя является термопара (блок термопар). Материалы для ветвей дифференциальных термопар выбирают с таким расчетом, чтобы обеспечивались линейная температурная зависимость термо-э. д. с., малый температурный коэффициент сопротивления и высокая чувствительность. Наибольшее рас-

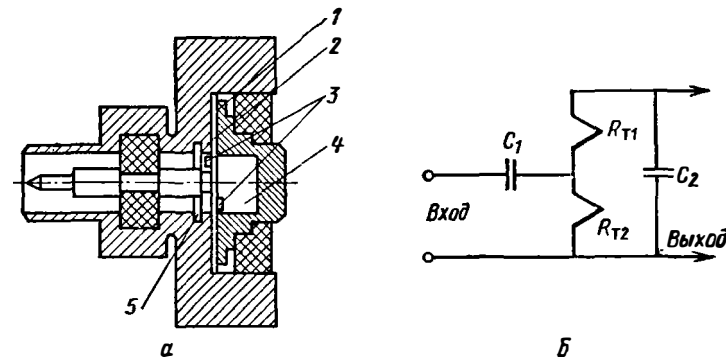


Рис. 2.41. Упрощенная конструктивная (а) и принципиальная электрическая (б) схемы коаксиального термоэлектрического преобразователя:

1 — вставка; 2 — отрезок коаксиала; 3 — термопары; 4 — заглушка; 5 — проточка.

пространение получили термопары висмут-сурьма, копель-сурьма, хромель-копель. Чтобы расширить динамический диапазон измеряемых мощностей, две термопары и более соединяют последовательно по постоянному току. При этом по высокой частоте их соединяют параллельно и для оптимального согласования их общее активное сопротивление должно быть равным характеристическому сопротивлению линии передачи.

В диапазоне СВЧ в основном применяют пленочные термопары, представляющие собой тонкие металлические пленки, напыленные в вакууме на слюдяные, стеклянные или иные диэлектрические подложки [65—71].

К основным требованиям, предъявляемым к приемным термоэлектрическим преобразователям, относятся: хорошее согласование с СВЧ трактом; постоянство коэффициента эффективности в диапазоне частот и уровней сигнала при абсолютном его значении, близком к единице; высокий коэффициент преобразования; устойчивость к перегрузкам и воздействиям внешних факторов.

Коаксиальный преобразователь (рис. 2.41) состоит из отрезка коаксиала с разделительной емкостью  $C_1$  в центральном проводнике,

вставки с двумя термопарами  $R_T$  и кожуха с выходным разъемом. Вставку 1 согласуют с трактом, подбирая размеры согласующей камеры в заглушке 4, и проточки 5 в корпусе отрезка линии передачи, а также рабочее сопротивление термопар.

Вставка (рис. 2.42) состоит из слюдяной подложки 2 в виде диска, на которую методом вжигания нанесены серебряные электроды 1. Нитевидные пленочные термопары 4 соединены с электродами токо-

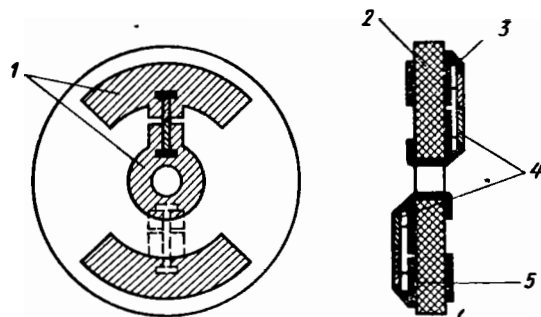


Рис. 2.42. Термоэлектрическая вставка:

1 — электроды; 2 — слюдяной диск; 3 — контакт; 4 — термопары; 5 — опора.

проводящей пастой. Опоры 5 из нитей стекловолкна создают необходимый для согласования и определенного теплового режима зазор между подложкой вставки и нитями. Ветви термопар, напыленные на стеклянную нить-подложку диаметром 20—40 мкм, защищены от воз-

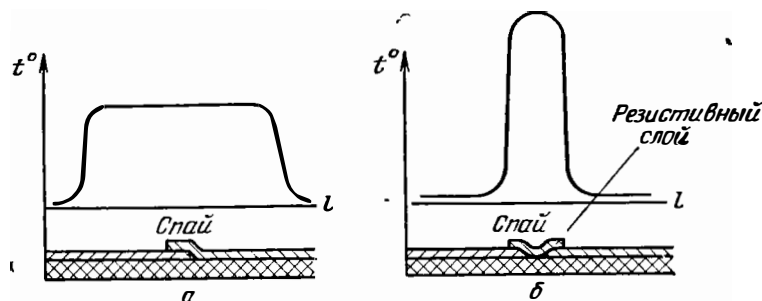


Рис. 2.43. Распределение температуры вдоль ветвей термопары:

а — сопротивление спая намного меньше общего сопротивления термопары; б — сопротивление спая близко к общему сопротивлению термопары.

действия влаги тонким слоем монооксида кремния. В результате протекания тока по проводящему слою термопары, имеющему сопротивление около 100 Ом, место спая разогревается, что вызывает возникновение термо-э. д. с. на концах термопары.

Чтобы повысить температуру в месте спая (а следовательно, коэффициент преобразования) при одной и той же мощности рассеяния применяют следующую конструкцию. Ветви термопар выполняют низкоомными (рис. 2.43, б) и наносят на нить с небольшим зазором (0,2—

0,3 мм). В зазор между ветвями напыляют резистивный слой (МЛТ). Таким образом, сопротивление слоя определяет общее активное сопротивление термопары. Вследствие этого теплота концентрируется на коротком отрезке резистивного слоя и соответственно повышается температура спаев положительная ветвь — резистор и резистор — отрицательная ветвь. Описанный способ повышения температуры позволяет применять для ветвей термопар более температуропрочные пленки с меньшей чувствительностью, не снижая при этом коэффициент преобразования и повышая устойчивость к перегрузкам. Кроме того, при большей толщине низкоомных ветвей термопар увеличивается стабильность их характеристик.

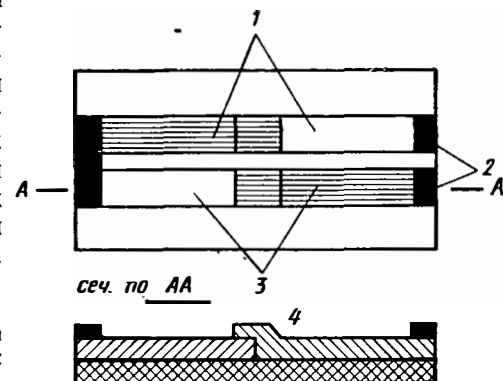


Рис. 2.44. Термоэлектрическая вставка для коаксиального преобразователя: 1, 3 — ветви термопар; 2 — контакты; 4 — спай.

Для приемного преобразователя, изображенного на рис. 2.41, коэффициент преобразования равен  $1 \pm 0,3$  мВ/мВт, нагрев места спая при мощности рассеяния 10 мВт и температуре окружающей среды  $+ 20^\circ\text{C}$  составляет примерно  $70\text{--}80^\circ\text{C}$ .

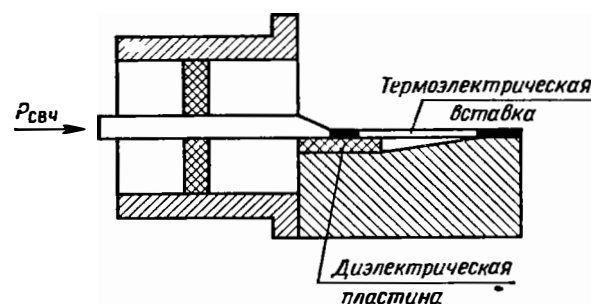


Рис. 2.45. Термоэлектрический преобразователь.

Термоэлектрическая вставка для коаксиальных преобразователей может быть выполнена, как показано на рис. 2.44. Ветви термопар, нанесенные на слюдяное основание, образуют с корпусом полосковую линию передачи с потерями (рис. 2.45). Температура «холодных» спаев термопар поддерживается близкой к температуре корпуса благодаря применению диэлектрической пластины из поликора или другого материала с высокой теплопроводностью.

Вставка для волноводных термоэлектрических преобразователей по конструкции аналогична термисторной (см. рис. 2.27).

Термопару, геометрически не отличающуюся от термопар для коаксиальной вставки, располагают в зазоре между гребнями волновода. Для волноводных преобразователей возможно применение вставок, конструкция которых мало отличается от изображенной на рис. 2.44.

#### 2.4.2. Особенности согласования пленочных нитевидных термопар с СВЧ трактом. Коэффициент эффективности термоэлектрических преобразователей

С повышением частоты на согласование термоэлектрического преобразователя начинает заметно влиять реактивная составляющая его полного сопротивления, определяемая индуктивностью пленочных термопар, емкостью контактной системы и другими неоднородностями

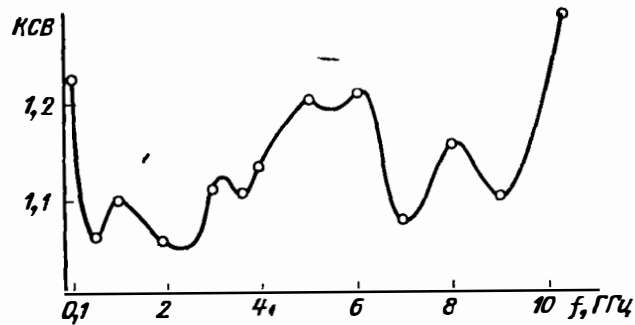


Рис. 2.46. Частотная зависимость КСВ коаксиального термоэлектрического преобразователя М5-51.

ми, возникающими при включении вставки в тракт. Индуктивность нитевидных пленочных термопар уменьшают их допустимым укорочением и соответствующим расположением над проводящими пленочными электродами [66]. Согласуют термопары с помощью проточек в корпусе преобразователя в непосредственной близости к месту включения термопар. Образуемой при этом резонансной системе свойственна низкая добротность из-за шунтирующего действия сопротивления термопары. Это определяет отсутствие значительных экстремумов КСВ преобразователей в широкой полосе частот (рис. 2.46, 2.47).

В коаксиальных преобразователях наиболее часто применяют симметричное включение двух термопар. При этом сопротивление каждой термопары выбирают равным удвоенному волновому сопротивлению тракта. Так, для коаксиального тракта 50 Ом применяют термопары с рабочим сопротивлением 100 Ом каждая.

Оптимальное согласование короткой нитевидной пленочной термопары в волноводе обеспечивают выбирая рабочее сопротивление термопары приблизительно равным характеристическому сопротивлению тракта в месте ее включения. Рабочее сопротивление термопары для волноводных преобразователей выбирают таким, чтобы их общее сопротивление на СВЧ было около 100 Ом. Для согласования применяют плавные переходы с регулярного волновода на П-образный

с характеристическим сопротивлением 100 Ом на средней частоте рабочего диапазона. Волноводный преобразователь оканчивается короткозамкнутым отрезком прямоугольного или круглого (запредельного) волновода.

В термоэлектрический преобразователь входят элементы, приводящие к нежелательным потерям. Это разъем, держатели, диэлектрические опоры, диафрагмы для компенсации реактивностей, конструктивные конденсаторы и другие неоднородности. В связи с этим некоторая доля мощности не поступает непосредственно на термопару, что уменьшает коэффициент эффективности преобразователя.

Для термоэлектрических преобразователей коэффициент эффективности представляет отношение коэффициента преобразования на СВЧ к коэффициенту преобразования на переменном токе низкой частоты (НЧ), т. е.

$$K_a = K_{\text{прб СВЧ}} / K_{\text{прб НЧ}} \quad (2.38)$$

Поскольку термопары СВЧ относятся к термопарам прямого нагрева, их калибровка на постоянном токе является невозможной. В области нижних частот (до 3—4 ГГц) для коаксиальных преобразователей М5-51 от-

личие  $K_a$  от единицы незначительно (до 1—2%) и им зачастую пренебрегают. На более высоких частотах  $K_a$ , как для коаксиальных, так и для волноводных преобразователей может значительно отличаться от единицы, и при измерениях его следует учитывать (рис. 2.48 и 2.49).

Известно [27], что коэффициент термо-э. д. с. ( $dU_{\text{т.э.д.с.}}/dt^\circ$ ) материалов, применяемых для изготовления термопар, является нелинейной функцией температуры. Компенсируют нелинейность температурной характеристики термопары ( $U_{\text{т.э.д.с.}} = f(t^\circ)$ ) применяя для ветвей материалы с различной по знаку нелинейностью коэффициентов термо-э. д. с.

Однако для измерения мощности СВЧ практический интерес представляет не температурная, а амплитудная характеристика преобразователя ( $U_{\text{т.э.д.с.}} = \varphi(P)$ ). Линейность амплитудной характеристики в общем случае не обеспечивается при линейной температурной характеристике, так как при нагреве термопары преобразуемой мощностью изменяется коэффициент теплоотдачи и, следовательно, температура «горячего» спая нелинейно зависит от подводимой мощности.

Поскольку качество термопреобразователя определяется степенью линейности его амплитудной характеристики, то это обуславливает соответствующие требования к материалам ветвей термопар и кон-

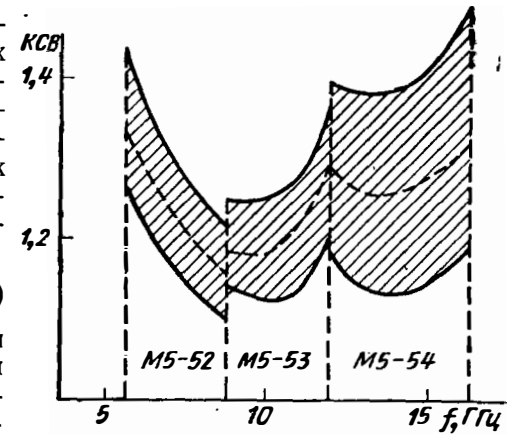


Рис. 2.47. Область изменения КСВ для волноводных преобразователей М5-52—М5-54 в диапазоне частот.

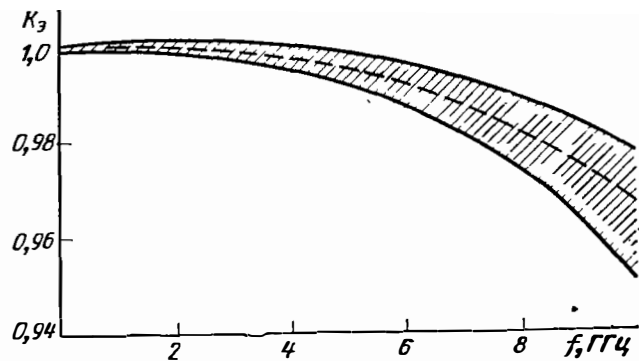


Рис. 2.48. Область изменения эффективности коаксиальных преобразователей М5-51 в диапазоне частот.

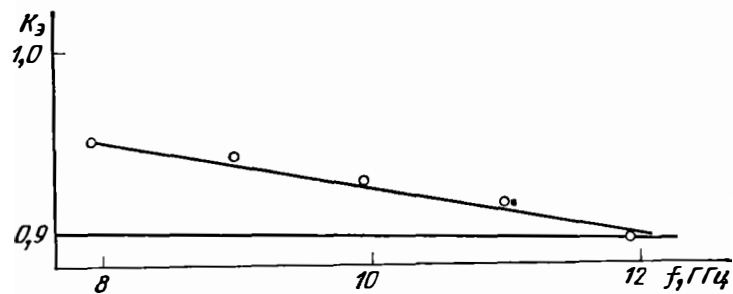


Рис. 2.49. Частотная зависимость эффективности волноводного преобразователя М5-53

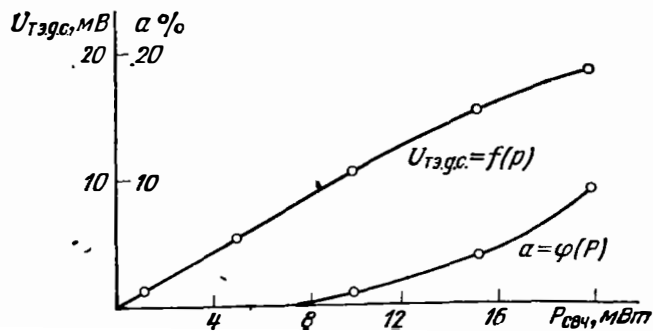


Рис. 2.50. Амплитудная характеристика ( $U_{тз. д. с.} = f(P)$ ) и ее нелинейность ( $\alpha = \varphi(P)$ ) для коаксиального преобразователя М5-51.

струкции преобразователя, при выполнении которых рассмотренные нелинейности взаимно компенсируются в заданных интервалах мощностей и температур и при этом обеспечивается требуемая величина коэффициента преобразования.

На рис. 2.50 для примера приведены амплитудная характеристика и ее нелинейность преобразователя М5-51 с термопарами висмут-сурьма.

### 2.4.3. Измерительные блоки термоэлектрических ваттметров

Выходным сигналом термоэлектрических преобразователей является напряжение постоянного тока. Поэтому в качестве измерительного блока может служить микромилливольтметр постоянного тока с аналоговым или цифровым отсчетным устройством. Измеряемую

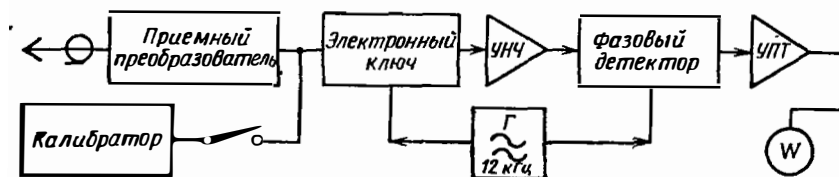


Рис. 2.51. Структурная схема ваттметра М3-21.

мощность определяют, зная показания микромилливольтметра  $U$ , коэффициент преобразования на переменном токе низкой частоты  $K_{прб нч}$  и коэффициент эффективности преобразователя  $K_э$ :

$$P_{свч} = U / K_{прб нч} K_э. \quad (2.39)$$

Из выражения (2.39) следует, что при постоянстве коэффициентов  $K_{прб нч}$ ,  $K_э$  шкала микромилливольтметра может быть откалибрована в единицах мощности. Разброс  $K_{прб нч}$  зависит от экземпляра преобразователя и в некоторой степени от температуры окружающей среды и достигает 30%. Поэтому в измерительном блоке ваттметра, (например М3-21) предусматривают специальный блок — калибратор, обеспечивающий самокалибровку прибора в целом (рис. 2.51). Калибратор представляет собой стабилизированный генератор переменного тока с частотой 20—50 кГц. Так как коэффициент эффективности преобразователя зависит от частоты, то его определяют при калибровке на СВЧ. Учитывают  $K_э$  соответствующей установкой чувствительности индикатора или введением поправок в результат измерения.

Измерительный блок ваттметра М3-21 обеспечивает надежное измерение сигнала на выходе преобразователя порядка нескольких микроватт. Усилительная часть прибора состоит из электронного ключа, преобразующего постоянное напряжение в переменное, усилителя низкой частоты (УНЧ), фазового детектора, усилителя постоянного тока (УПТ) с отсчетным устройством на выходе. Работа электронного ключа и фазового детектора (демодулятора) синхронизируется с помощью опорного генератора.

В приборе предусмотрен калибратор (генератор мощности НЧ), с помощью которого ваттметр самокалибруется перед началом работы и после смены преобразователя. Поскольку активное сопротивление термодар, являющихся нагрузкой калибратора, может изменяться на  $\pm(10-30\%)$  по сравнению с номинальным значением, то и калибровочная мощность будет изменяться на такую же величину, если выходное напряжение калибратора неизменно. Во избежание этого сигнал

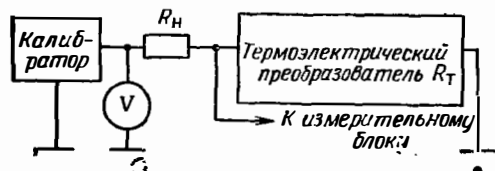


Рис. 2.52. Структурная схема калибровки термоэлектрического преобразователя.

с выхода калибратора подается на приемный преобразователь через резистор  $R_n$ , сопротивление которого стабильно и равно номинальному значению сопротивления термодар на переменном токе низкой частоты (рис. 2.52) и выходное напряжение калибратора контролируется. Погрешность установки уровня калибровочной мощности,

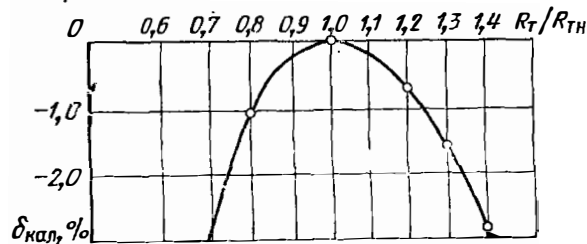


Рис. 2.53. Зависимость погрешности калибровки от соотношения  $R_T/R_{Tн}$ .

обусловленная отклонением сопротивления термодар  $R_T$  от номинального значения  $R_{Tн}$  при такой схеме калибровки составит

$$\delta_{\text{кал}} = \left[ \frac{4R_T R_{Tн}}{(R_T + R_{Tн})^2} - 1 \right] 100\%. \quad (2.40)$$

Погрешность всегда имеет отрицательный знак и при отличии действительного значения сопротивления термодар на низкой частоте от номинального, например на  $\pm 20\%$ , не превышает  $-1,2\%$  (рис. 2.53). Погрешность измерительного блока, включая калибратор, существенно влияет на погрешность ваттметров в целом и редко составляет менее  $1\%$ .

Высокая точность установки калибровочного напряжения достигается в том случае, если калибровочный генератор выдает напряжение прямоугольной формы со скважностью 2, амплитуда которого задается высокостабильными опорными элементами и может быть проконтро-

лирована косвенно (измерением опорного напряжения постоянного тока).

Нижний уровень измеряемых мощностей для термоэлектрических ваттметров определяется, в основном, входным усилителем постоянного тока, а верхний — допустимой мощностью рассеяния дифференциальных термодар и их нелинейностью. Так, для прибора МЗ-21 динамический диапазон составляет  $10 \text{ мкВт} - 10 \text{ мВт}$ .

К усилительной части измерительного блока предъявляют специфические требования: линейность усиления в динамическом диапазоне до  $80 \text{ дБ}$ , малые уровни шума и дрейфа при относительно малых сопротивлениях термодар ( $100-200 \text{ Ом}$ ), устойчивость работы при наличии на входе калибровочного сигнала переменного тока, на  $50 \text{ дБ}$  превышающего сигнал приемного преобразователя. Для ваттметров, используемых в лабораторных условиях, в измерительных блоках применяют фотоусилители, усилители постоянного тока на вибропреобразователях и др. Чувствительность таких усилителей достигает

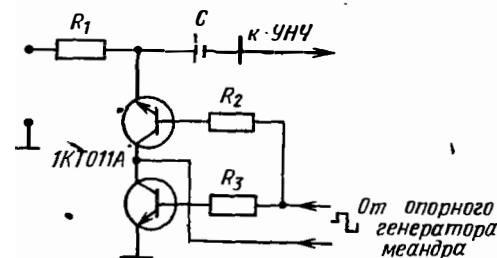


Рис. 2.54. Схема прерывателя.

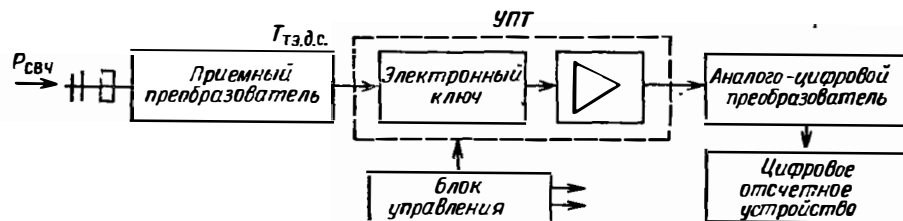


Рис. 2.55. Структурная схема термоэлектрического ваттметра с цифровой индикацией.

сотых долей микровольта, что позволяет при коэффициенте преобразования  $1 \text{ мкВ/мкВт}$  обеспечить измерение мощности начиная с нескольких сотых долей микроватта.

Для жестких условий эксплуатации наиболее пригодны усилители с электронными ключами — прерывателями (рис. 2.54) на входе. Работой прерывателя управляет опорный генератор на  $10-50 \text{ кГц}$  (блок управления).

Погрешность измерительного блока с отсчетным устройством в виде стрелочного прибора обычно составляет  $\pm(2-3)\%$ , а при цифровой индикации  $\pm 0,5\%$  и менее. Структурная схема термоэлектрического ваттметра с цифровой индикацией может иметь вид, показанный на рис. 2.55. Измерительный блок ваттметра представляет собой цифровой микровольтметр. Основными узлами измерительного блока

являются усилитель постоянного тока с электронным ключом на входе и демодулятором на выходе (демодулятор на рисунке не выделен), аналого-цифровой преобразователь, цифровое отсчетное устройство и блок управления. При подведении к приемному преобразователю СВЧ мощности на его выходе образуется напряжение термо-э.д. с.  $U_{т.э.с.}$ , которое после усиления поступает на аналого-цифровой преобразователь. Выходной сигнал аналого-цифрового преобразователя индицируется цифровым устройством. Блок управления автоматически переключает пределы измерения, управляет работой УПТ и других элементов измерительного блока. Цифровое устройство калибрует в единицах мощности.

#### 2.4.4. Возможности и достоинства метода

Термоэлектрический метод используют в диапазонах метровых, дециметровых, сантиметровых и миллиметровых длин волн. С его помощью измеряют мощности от десятков нановатт до единиц ватт при использовании аттенуаторов и направленных ответвителей.

Погрешность измерения СВЧ мощности при использовании этого метода определяется следующими основными составляющими:

- погрешностью измерительного блока  $\delta_1$ , включающей временной дрейф и погрешность отсчетного устройства (может быть сведена до  $\pm (1-2)\%$  и менее);

- погрешностью определения коэффициента преобразования на переменном токе низкой частоты  $\delta_2$ , зависящей от точности используемых методов измерения действующего значения напряжения (при использовании вольтметра класса 0,5 погрешность составит  $\pm (1-2)\%$ ; для схем со встроенным калибратором  $\delta_2$  — погрешность самокалибровки);

- погрешностью, обусловленной нелинейностью термопары в динамическом диапазоне,  $\delta_3$  (обычно составляет  $\pm (1-3)\%$ );

- погрешностью определения коэффициента эффективности преобразователя  $\delta K_3$  (при использовании калибраторов может принимать значение  $\pm (1,5-5)\%$ );

- погрешностью, обусловленной отражением мощности от входа преобразователя,  $\delta_4$  (см. стр. 27);

- погрешностью из-за рассогласования  $\delta_{расс}$  (см. стр. 27).

Пользуясь выражением (2.15), можно показать, что расчетное значение погрешности данного метода измерения мощности составит  $\delta = \pm (2,5-10)\%$  без учета погрешности рассогласования.

К достоинствам метода следует отнести: применимость в широком диапазоне частот; малое время установления показаний, что позволяет использовать метод в автоматизированных системах; малую зависимость результата измерений от температуры окружающей среды; малое время подготовки к работе; технологическую возможность изготовления термопар на различные уровни мощности.

Недостатками метода являются: ограниченный сверху динамический диапазон; невысокая устойчивость к перегрузкам, ограничивающая применение термоэлектрических преобразователей при измерении

средней мощности импульсно-модулированных колебаний. Пленочные нитевидные термопары, обладая малой тепловой инерционностью, уже при относительно небольшом значении энергии импульса перегорают. Так, например, термопары преобразователей М5-51 допускают подачу на них импульсной мощности: 10 Вт — при длительности импульсов 1 мкс, 4 Вт — при длительности импульсов 4 мкс, 2,5 Вт — при длительности импульсов 10 мкс и среднем значении мощности порядка 10 мВт.

Приведем краткие характеристики термоэлектрического ваттметра МЗ-21. Прибор предназначен для измерения мощности в коаксиальных и волноводных трактах. Он укомплектован одним коаксиаль-

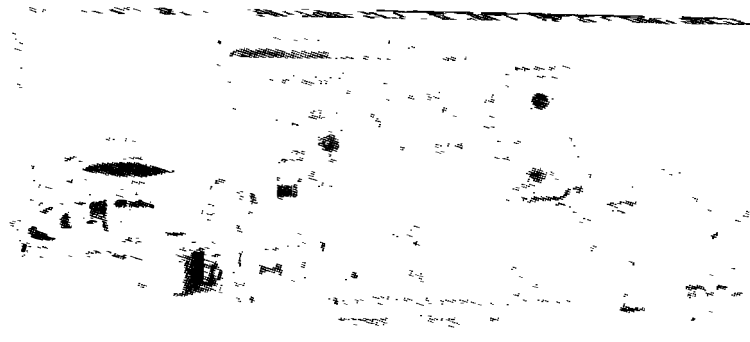


Рис. 2.56. Общий вид ваттметра МЗ-21.

ным и пятью волноводными преобразователями на диапазон частот 0,1 — 37,5 ГГц (рис. 2.56). Пределы измерений — от 10 мкВт до 10 мВт, погрешность  $\pm (10 + 100/P_B)\%$ , где  $P_B$  — показание прибора, мкВт.

Основные характеристики преобразователей, входящих в комплект прибора, приведены в табл. 2.4.

Таблица 2.4

Тип преобразователя	Размеры тракта, мм	Диапазон частот, ГГц	КСВ
М5-51	$\varnothing 10 \times 4,34$	0,1—10	1,5
М5-52	$35 \times 15$	5,64—8,24	1,5
М5-53	$23 \times 10$	8,24—12,05	1,5
М5-54	$17 \times 8$	12—16,7	1,5
М5-55	$11 \times 5,5$	17,44—25,86	1,5
М5-56	$7,2 \times 3,4$	25,86—37,5	1,5

#### 2.5. МЕТОД ВОЛЬТМЕТРА

Мощность, рассеиваемую нагрузкой, можно определить, зная действующее значение напряжения  $U$  и импеданс нагрузки  $Z$ :

$$P = U^2 \cos \varphi / |Z|, \quad (2.41)$$



где  $|Z|$  — модуль импеданса нагрузки;

$$\cos \varphi = R/|Z| = R/\sqrt{R^2 + X^2}; \quad (2.42)$$

$R, X$  — активная и реактивная составляющие импеданса.

Если нагрузка активная, мощность можно выразить в виде

$$P = U^2/R. \quad (2.43)$$

Аналогично выражение для мощности, рассеиваемой в нагрузке, сопротивление которой активно и равно волновому сопротивлению линии передачи, т. е.  $Z_H = Z_{0л}$ :

$$P_{\text{согл}} = U_0^2/Z_{0л}, \quad (2.44)$$

где  $U_0$  — действующее значение напряжения на согласованной нагрузке;  $Z_{0л}$  — волновое сопротивление линии.

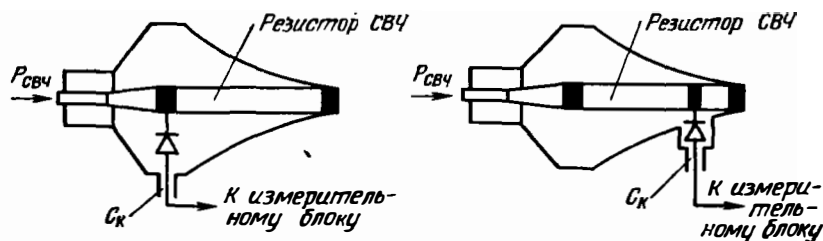


Рис. 2.57. Схемы включения детекторной головки.

Измерение мощности СВЧ, таким образом, может быть сведено к измерению напряжения на согласованной нагрузке с помощью высокочастотного вольтметра, шкала которого откалибрована в единицах мощности. Этот метод измерения мощности принято называть методом вольтметра. Измерение напряжения в цепях с распределенными постоянными на частотах свыше 100 МГц связано с рядом трудностей.

Во-первых, практически не удастся получить нагрузку с импедансом, равным волновому сопротивлению линии передачи, т. е.  $Z_H \neq Z_{0л}$ . Следовательно,

$$U_H^2/Z_{0л} \neq U_0^2/Z_{0л}, \quad (2.45)$$

где  $U_H$  — напряжение, измеренное на входе нагрузки.

Во-вторых, величина измеренного напряжения  $U_H$  зависит:

а) от согласования импеданса нагрузки и генератора с линией передачи и места включения вольтметра в передающий тракт, т. е.

$$U_H = U_0 (1 + \Gamma_H)/(1 - \Gamma_G \Gamma_H), \quad (2.46)$$

где  $\Gamma_G, \Gamma_H$  — комплексные коэффициенты отражения от генератора и нагрузки;

б) от частотных свойств детекторного преобразователя (головки) вольтметра.

Чтобы уменьшить влияние указанных факторов на погрешность измерений или их частично компенсировать, применяют ваттметры, у которых детекторную головку как часть приемного преобразователя устанавливают либо непосредственно на входе согласованной нагрузки или на ее части (рис. 2.57). При таком включении длина соединительных проводников может быть сделана минимальной и зависимость показаний от длины волны снижается до приемлемых значений.

### 2.5.1. Детекторные преобразователи и измерительные блоки ваттметров

В качестве преобразующего элемента преобразователи применяют как полупроводниковые, так и вакуумные диоды. Детекторные преобразователи (головки) на базе вакуумных диодов позволяют измерять

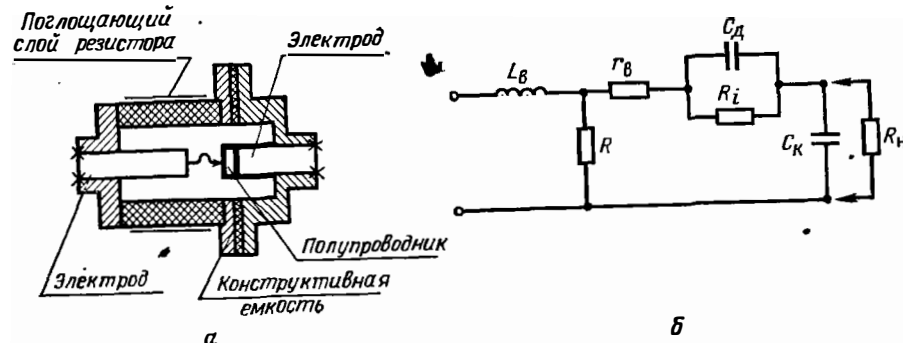


Рис. 2.58. Конструкция (а) и эквивалентная схема (б) детекторной головки.

мощности больших уровней — от нескольких ватт до нескольких сотен киловатт. Полупроводниковые диоды используют для измерения мощности относительно малых уровней.

Калибровка ваттметров на реальных уровнях мощности с помощью образцовых приборов позволяет учесть значительные частотные погрешности детекторной головки. В результате калибровки к прибору прилагают график частотных поправок, которым следует пользоваться при измерении мощности. Наиболее высокочастотные вакуумные диоды, например 6Д13Д, позволяют применить метод вольтметра до 2 ГГц. Полупроводниковые диоды можно использовать на более высоких частотах, но также с графиками частотных поправок. Они обладают меньшей устойчивостью к перегрузкам и их выпрямляющие свойства зависят от температуры окружающей среды.

В последнее время получают распространение детекторные вставки, состоящие из полупроводникового диода, пленочного СВЧ резистора и конструктивной емкости, объединенных в один узел. Резистор служит нагрузкой линии передачи. В такой вставке (рис. 2.58, а) поглощающий слой резистора в виде тонкой металлической пленки наносят на наружную поверхность керамической трубки, внутри которой укрепляют диод. Сопротивление резистора выбирают таким, чтобы в сочетании с динамическим сопротивлением диода получить



сопротивление, близкое к волновому сопротивлению линии передачи. Рассматриваемая конструкция обеспечивает сравнительно равномерную частотную характеристику. Неравномерность составляет 1—2 дБ в диапазоне частот до 12—18 ГГц.

Эквивалентная схема детекторной головки (рис. 2.58, б) состоит из индуктивности электродов диода  $L_v$ , активного сопротивления электродов диода  $r_v$ , сопротивления СВЧ резистора  $R$ , емкости диода  $C_d$ , сопротивления диода  $R_i$  и конструктивной емкости  $C_k$ , параллельно которой включено сопротивление нагрузки детектора  $R_n$ . Входное сопротивление схемы в общем виде представляет собой комплексную величину, зависящую от частоты, что является одной из причин непостоянства коэффициента преобразования детекторной головки (чувствительности) в диапазоне частот.

В зависимости от характеристики диода и уровня сигнала различают два вида детектирования — линейное и квадратичное. В режиме линейного детектирования обычно работают детекторы на ламповых диодах при напряжении на входе от 1—2 до 100 В и более. Квадратичное детектирование применяют для измерения малых мощностей (уровень входного напряжения до 50—70 мВ) при использовании полупроводниковых диодов.

Аналитическая связь между током  $I$  и напряжением  $U$  при квадратичном детектировании может быть выражена в виде ряда Тейлора:

$$I = f(U) + f'(U)\Delta U + f''(U)(\Delta U/2!) + \dots, \quad (2.47)$$

где  $f'(U) = dI/dU = G$  — электрическая проводимость диода в рабочей точке,  $f''(U) = S_{кр}$  — мера кривизны характеристики. Если к детектору подводится постоянное  $U$  и переменное  $U_m \cos \omega t$  напряжения, то для тока можно записать выражение

$$I = I_0 + GU_m \cos \omega t + \frac{S_{кр}}{4} U_m^2 + \frac{S_{кр}}{4} U_m^2 \cos 2\omega t. \quad (2.48)$$

Вследствие нелинейности характеристики появляется вторая гармоника тока, а постоянная составляющая увеличивается на

$$\Delta I = (S_{кр}/4) U_m^2 = 1/2 (S_{кр}/G) \Delta P, \quad (2.49)$$

где  $\Delta P$  — подведенная к детектору СВЧ мощность.

Чувствительность детектора по току

$$\Delta I/\Delta P = S_{кр}/2G \quad (2.50)$$

зависит от положения рабочей точки на характеристике детектора. Подавая на диод ток смещения, можно изменять рабочую точку. Смещение позволяет стабилизировать рабочую точку и чувствительность в интервале температур.

В зависимости от выбранного значения сопротивления нагрузки детектора различают детекторные преобразователи действующих (эффективных) и пиковых (амплитудных) значений. Для измерения средних значений мощности применяют преобразователи эффективных и амплитудных значений, для измерения импульсной мощности — только амплитудных.

Напряжение, снимаемое с нагрузки полупроводникового детектора, обычно невелико. Поэтому его усиливают до 1—10 В, что обеспечивает удобную индикацию и возможность использования метода вольтметра в системах автоматизированного контроля.

Специфическим требованием, предъявляемым к усилителям, является постоянство входного сопротивления во всем динамическом диапазоне. При квадратичном детектировании не следует выбирать усилитель с большим входным сопротивлением, чтобы не уменьшать динамический диапазон со стороны больших уровней [72]:

$$P_{макс} = k_1 \delta / R_n, \quad (2.51)$$

где  $k_1$  — коэффициент пропорциональности,  $\delta$  — допустимая относительная погрешность неквадратичности;  $R_n$  — сопротивление нагрузки детектора (входное сопротивление усилителя).

При уменьшении  $R_n$  уменьшается коэффициент преобразования и увеличивается минимальная мощность, необходимая для получения на нагрузке детектора напряжения, достаточного для работы усилителя (индикатора). Полагая, что напряжение сигнала на нагрузке детектора превышает напряжение шума в несколько раз, динамический диапазон квадратичного детектора можно определить как [72]

$$P_{макс}/P_{мин} = k_2 \delta / \sqrt{R_n}, \quad (2.52)$$

где  $k_2$  — коэффициент пропорциональности.

Иногда непосредственно в цепь нагрузки детектора включают чувствительные микроамперметры (гальванометры). Чтобы входное сопротивление нагрузки оставалось неизменным при переключении пределов измерений, между детектором и индикаторным прибором включают Т-образные делители.

При квадратичном детектировании выходной сигнал детектора линейно связан с мощностью измеряемого сигнала, а при линейном детектировании зависимость имеет квадратичный характер. Для линеаризации сигнала применяют специальные схемы промежуточных преобразователей с нелинейностью, обратной нелинейности характеристики детектора.

Рассмотрим в упрощенном виде конструкцию преобразователя на вакуумном диоде, которая представляет собой единый узел с высокочастотным делителем мощности (рис. 2.59). Преобразователь состоит из отрезка коаксиальной линии, Г-образного делителя и лампового диода 6Д13Д. Катод диода замыкается на корпус через конденсатор  $C_k$ . Делитель включает в себя резистор  $R_1$ , являющийся продолжением внутреннего проводника коаксиала, и резисторы  $R_2$ , включенные между собой параллельно и замыкающие делитель на корпус. Входное сопротивление делителя выбирают равным волновому сопротивлению линии передачи. Анод диода 6Д13Д подключают к делителю через антирезонансное сопротивление  $R_3$ , благодаря чему слабее проявляются резонансные явления, обусловленные индуктивностью подводящих проводов и междуэлектродной емкостью анод—катод диода. Сопро-

тивление  $R_3$  рассчитывают по приближенной формуле [73]

$$R_3 = (0,5 \dots 2) / \sqrt{2\pi f_{\text{рез}} C_{\text{а-к}}} \quad (2.53)$$

где  $f_{\text{рез}}$  — резонансная частота диода, Гц;  $C_{\text{а-к}}$  — междуэлектродная емкость анод—катод, Ф.

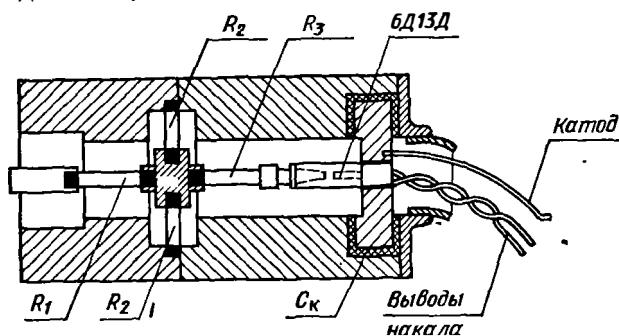


Рис. 2.59. Конструкция детекторной головки с вакуумным диодом 6Д13Д.

Полученное значение уточняют экспериментально. Степень влияния антирезонансного сопротивления на частотные характеристики детекторного преобразователя с диодом 6Д13Д иллюстрирует рис. 2.60 (кривая 1). Здесь  $P_{\text{в}}/P_{\text{ов}}$  — отношение показаний рабочего прибора к мощности, измеренной образцовым прибором.

Следует отметить, что частотная характеристика детекторного преобразователя на вакуумных диодах определяется не только резонансными свойствами диодов, но и такими параметрами, как амплитуда измеряемого сигнала и величина зазора катод—анод в диоде.

Вследствие того, что электроны, испускаемые катодом диода, могут пролетать зазор катод—анод за время, соизмеримое с периодом СВЧ колебаний, происходит спад частотной характеристики. Он увеличивается с ростом частоты, увеличением зазора и уменьшением ам-

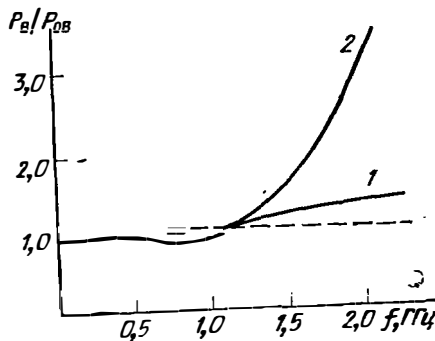


Рис. 2.60. Частотные характеристики ваттметра МЗ-9 с антирезонансным сопротивлением (1) и без него (2).

плитуды измеряемого сигнала [75]. Так как этот спад может быть значительным, то для уменьшения частотной погрешности ваттметра пользуются экспериментально снятыми при калибровке кривыми амплитудно-частотных поправок. Определяя же погрешность метода (прибора), учитывают неисключенный остаток частотной погрешности (погрешности поправочного графика). Рабочие ваттметры калибруют с помощью образцовых ваттметров и установок.

## 2.5.2. Возможности и достоинства метода

Метод вольтметра применим до 18 ГГц с полупроводниковыми, до 2 ГГц — с вакуумными диодами. Минимальный уровень измеряемых мощностей — сотые доли микроватта, максимальный — до нескольких сотен киловатт при наличии внешних делителей.

Погрешность измерений СВЧ мощности определяется следующими основными составляющими:

- погрешностью калибровки прибора  $\delta_1$  (погрешностью построения графика частотных поправок). Ее максимальное значение в зависимости от уровня мощности и используемых при этом образцовых приборов может колебаться в пределах  $\pm (4-10\%)$ ;

- погрешностью калибровки внешнего делителя  $\delta_2$ , ее максимальное значение при пользовании установками для измерения ослабления Д1-3 или Д1-6 составляет  $\pm 7\%$ ;

- погрешностью, обусловленной неравномерностью коэффициента преобразования в динамическом диапазоне,  $\delta_3$ . Ее максимальное значение зависит от типа диода и степени приближения его действительной характеристики к выбранной; в динамическом диапазоне 10 дБ нетрудно обеспечить значения погрешности порядка  $\pm (1-3\%)$ ;

- погрешностью, обусловленной рассогласованием,  $\delta_{\text{расс}}$ ; максимальное значение этой погрешности (см. приложение 3) составляет

$$\delta_{\text{расс макс}} = (1 \pm |\Gamma_{\text{в}}|)^2 / (1 \mp |\Gamma_{\text{г}}| |\Gamma_{\text{в}}|)^2 - 1. \quad (2.54)$$

Если прокалибровать прибор по образцовому ваттметру в значениях падающей мощности, то погрешность измерений уменьшится и составит

$$\delta'_{\text{расс макс}} = 1 / (1 \pm |\Gamma_{\text{г}}| |\Gamma_{\text{в}}|)^2 - 1 \quad (2.55)$$

(см. номограммы для определения погрешности рассогласования, приведенные на рис. П.10, П.11 приложения).

При малых значениях  $\Gamma_{\text{г}}$  и  $\Gamma_{\text{в}}$  выражение (2.55) упрощается и приобретает вид

$$\delta'_{\text{расс макс}} = \pm 2 |\Gamma_{\text{г}}| |\Gamma_{\text{в}}|. \quad (2.56)$$

Согласно выражению (2.15) максимальное значение относительной погрешности измерений для рассматриваемого случая без учета погрешности рассогласования составляет  $\delta = \pm (6,5-11)\%$ . С учетом погрешности за счет рассогласования максимальное значение относительной погрешности значительно возрастает и при  $\Gamma_{\text{г}} = 0,33$  и  $\Gamma_{\text{в}} = 0,2$  может достигнуть  $\pm (20-25)\%$  даже при использовании поправочных графиков.

Кроме того, следует учитывать, что при наличии гармонических составляющих в измеряемом сигнале возникает дополнительная погрешность. Максимальное значение дополнительной погрешности зависит от соотношения амплитуд гармоник и основного сигнала, коэффициентов преобразования на основной частоте и частоте гармоники, сдвига фаз между основной и гармонической составляющими и вида

детектирования. Самый неблагоприятный угол сдвига фаз равен  $\pi/4$  для второй гармоники и  $\pi/3$  для третьей гармоники.

Если коэффициенты преобразования на частотах гармонической составляющей и основной одинаковы, то при пиковом детектировании максимальное значение дополнительной погрешности будет равно удвоенному значению коэффициента гармоники  $K_r$ . Например, при  $K_r = 0,1$  (на 20 дБ меньше основной составляющей)  $\delta_{доп} = 0,2$ , или 20%.

К достоинствам метода следует отнести простоту, высокую надежность, возможность измерения как непрерывных, так и импульсно-модулированных сигналов.

Недостатками метода являются: низкая точность измерений; ограниченный рабочий диапазон частот, особенно при использовании вакуумных СВЧ диодами; зависимость показаний прибора от величины гармонических составляющих в измеряемом сигнале; необходимость использования поправочных графиков.

## 2.6. МЕТОД С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫХ ФЕРРИТОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Ферритовые элементы обладают свойством резонансного поглощения энергии высокочастотного электромагнитного поля [79—80]. В основу теории этого явления положено классическое объяснение природы магнетизма, из которого следует, что элементарными носителями магнетизма являются электроны и ядра атомов. Исследования показали, что ферромагнитные свойства вещества связаны главным образом со спиновым магнитным моментом электрона. При постоянном магнитном поле напряженности  $H_0$  электронный спин начинает прецессировать с частотой, которую называют частотой ферромагнитного резонанса:

$$\omega_{\text{рез}} = \gamma_r H_0, \quad (2.57)$$

где  $\gamma_r = e/m_e c$  — гиромагнитное отношение;  $e$ ,  $m_e$  — заряд и масса электрона;  $c$  — скорость света.

Если в плоскости образца ферромагнитного материала, перпендикулярной направлению магнитного поля  $H_0$ , приложить переменное СВЧ магнитное поле с частотой, равной собственной частоте прецессии, то возникнет ферромагнитный резонанс и образец ферромагнитного материала будет поглощать энергию СВЧ.

### 2.6.1. Приемные преобразователи и измерительные блоки ферритовых ваттметров

Для измерения СВЧ мощности применяются следующие разновидности приемных преобразователей с ферритовыми элементами.

1. Преобразователи, у которых под действием поглощаемой СВЧ мощности нагревается ферритовый элемент и измеряется при этом его

температура или мощность замещения постоянного тока или переменного тока низкой частоты, вызывающая аналогичный нагрев.

2. Преобразователи, использующие нелинейные свойства поглощающего ферритового элемента.

Ферритовые преобразователи первого типа подобно болометрическим, работают в сочетании с мостовыми измерительными устройствами. Однако при этом возникают трудности в создании измерительного моста, пригодного для работы с высокоомными элементами [81, 87] (номинальное сопротивление марганцевых и магний-марганцевых ферритовых элементов, имеющих ширину резонансного поглощения порядка 800—400 А/м, составляет  $10^6$ — $10^7$  Ом, а номинальное сопротивление иттриевых ферритовых элементов со структурной гранатой, отличающихся узкой кривой резонансного поглощения, превышает  $10^{10}$  Ом). Поэтому на прак-

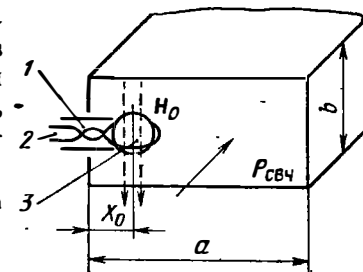


Рис. 2.61. Расположение ферритового элемента в волноводе:  
1 — держатель; 2 — выводы катушки; 3 — ферритовый элемент.

тике для измерения СВЧ мощности чаще применяют термодпары или термисторы, с помощью которых регистрируют температуру нагрева ферритового элемента [82].

В [83—85] описано явление, связанное с нелинейными свойствами ферритов, которое легло в основу создания ферритового приемного преобразователя для измерения СВЧ мощности. Сущность его заключается в следующем. Если намагниченный ферритовый элемент, помещенный в магнитное поле СВЧ в плоскости с круговой поляризацией (рис. 2.61), расположить внутри катушки, питаемой подмагничивающим током частоты  $F$ , значительно меньшей частоты ферромагнитного резонанса  $f_{\text{рез}}$ , то в результате модуляции магнитного поля при ферромагнитном резонансе появятся нутационные колебания вектора намагниченности феррита, а в катушке возникнет э. д. с. с частотами, кратными частоте модуляции. При этом амплитуда каждой из спектральных составляющих э. д. с. оказывается прямо пропорциональной мощности СВЧ сигнала, распространяющегося в волноводе. Поскольку амплитуды составляющих быстро уменьшаются с ростом номера гармоник, для измерения предпочтительно использовать вторую гармонику.

Инерционность ферритового элемента определяется шириной полосы ферромагнитного резонанса и для  $2\Delta H = 1\text{Э}$  (что соответствует  $2\Delta f \approx 3$  МГц) время установления прецессии составляет величину порядка 0,1 мкс. Это значит, что ферритовый элемент может практически безынерционно преобразовывать непрерывные и импульсно-модулированные СВЧ сигналы (длительностью более 1 мкс) в радиосигналы с той же огибающей и амплитудой, пропорциональной СВЧ мощности. Таким образом, задача измерения СВЧ мощности может быть сведена

к измерению амплитуды напряжения относительно низкой радиочастоты на выходе ферритового преобразователя (кроссумножителя) (преобразователя, в котором используется описанное явление).

Ваттметр, основанный на данном методе, включает в себя кроссумножитель (рис. 2.62) с согласованной нагрузкой на выходе, модулятор с фильтром, усилитель с фильтром и пиковый вольтметр. Феррит намагничивается с помощью электромагнита. При измерении СВЧ мощности напряженность магнитного поля  $H_0$  устанавливают такой, при которой на частоте измеряемого СВЧ сигнала возникнет ферромагнитный резонанс и феррит будет поглощать СВЧ мощность. Намагничивающее поле  $H_0$  модулируется низкочастотным полем, соз-

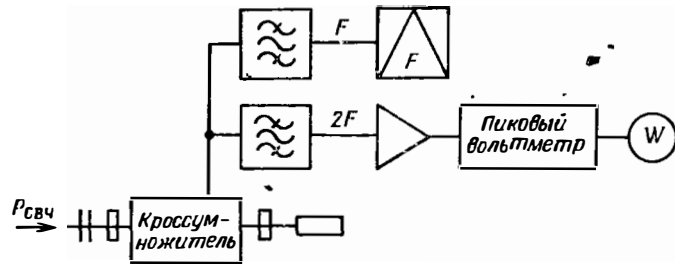


Рис. 2.62. Структурная схема ваттметра с кроссумножителем.

даваемым катушкой, на которую подается сигнал частоты  $F$  от модулятора. Возникающий при этом в катушке сигнал частоты  $2F$  отфильтровывается, усиливается и измеряется пиковым вольтметром, шкалу которого градуируют в единицах измеряемой мощности.

Коэффициент преобразования кроссумножителей — отношение э. д. с. 2-й гармоники к величине падающей мощности — порядка 5—10 мкВ/мВт. Согласованная нагрузка обеспечивает малый КСВ кроссумножителя в отсутствие ферромагнитного резонанса. Нетрудно видеть, что описанная структурная схема может быть применена для измерения мощности непрерывных и импульсно-модулированных сигналов, а при соответствующей градуировке электромагнита — также и частоты СВЧ сигнала.

Кроссумножители можно использовать и для измерения мощности больших уровней, если будут обеспечены условия возникновения дополнительного ферромагнитного резонанса [86]. При этом СВЧ мощность, проходящая через отрезок волновода, практически не ослабляется, а амплитуда преобразованного сигнала пропорциональна ей. Максимальная измеряемая мощность в таком случае ограничивается электрической прочностью волновода.

**Некоторые особенности конструкции волноводных ферритовых преобразователей.** Ферритовый преобразователь (кроссумножитель) представляет отрезок прямоугольного волновода, в котором на конце диэлектрического держателя расположена катушка с ферритовой сферой в центре. Ферритовая сфера находится в плоскости с круговой поляризацией магнитного поля СВЧ (см. рис. 2.61). Катушка имеет

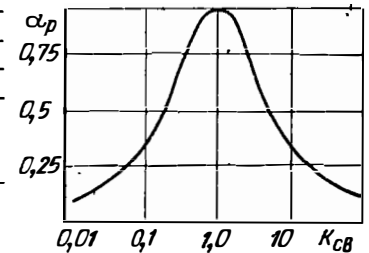
вид плоской спирали, параллельной широкой стенке волновода. Отрезок волновода размещен между полюсами электромагнита, создающего необходимую напряженность подмагничивания. На конце отрезка волновода включена согласованная нагрузка.

Известно [82], что при расположении феррита (см. рис. 2.61) в точке

$$x_0 = (a/\pi) \arcsin(\lambda_{\text{рез}}/2a) \quad (2.58)$$

(где  $\lambda_{\text{рез}}$  — длина волны при ферромагнитном резонансе) коэффициент отражения приемного преобразователя на частоте ферромагнитного резонанса почти равен нулю, а коэффициент преобразования, зависящий от поглощения, стремится к максимуму при коэффициенте связи, равном 1. При этом обеспечивается высокая направленность (феррит, помещенный в плоскость с круговой поляризацией магнитного поля правого вращения, слабо реагирует на отраженную волну).

Рис. 2.63. Зависимость коэффициента поглощения от параметра связи при  $\lambda_n = 2a$ .



Размеры сферы феррита и параметры электромагнита выбирают исходя из величины коэффициента связи ферритового элемента с волноводом на средней частоте диапазона:

$$K_{\text{СВ}} = \pi (v_{\text{сф}}/a^2b) X_p'' \quad (2.59)$$

где  $v_{\text{сф}}$  — объем сферы феррита;  $a, b$  — размеры волновода;  $X_p'' = M_0/2\Delta H$ ;  $M_0$  — намагниченность насыщения;  $2\Delta H$  — ширина резонансной кривой поглощения ферритового монокристалла, из которого изготовлен элемент (сфера).

Величина коэффициента связи определяет степень поглощения мощности, распространяющейся по волноводу. Полное поглощение наступает при коэффициенте связи, равном единице (рис. 2.63).

Выбирая размеры сферы феррита и коэффициента связи, можно создать приемный преобразователь для измерения поглощаемой мощности ( $K_{\text{СВ}} = 1$ ). Так как ферриты обладают направленностью на частоте ферромагнитного резонанса, т. е. не реагируют на магнитное поле с круговой поляризацией левого вращения, то при соответствующем расположении двух ферритовых элементов можно сконструировать приемный преобразователь для измерения проходящей мощности. В этом случае должно выполняться условие  $K_{\text{СВ}} \ll 1$ . Тогда один феррит будет поглощать часть мощности падающей волны, а другой — такую же часть отраженной. Разность поглощенных ферритовыми элементами мощностей будет пропорциональна проходящей мощности. В миллиметровом диапазоне длин волн с целью уменьшения габаритов электромагнитов желательно применять магнитоодноосные ферриты, обладающие значительной внутренней магнитной анизотропией.

Метод применим в диапазоне частот от сотен мегагерц до нескольких десятков гигагерц. Диапазон частот сверху ограничивается габаритами электромагнитов и свойствами монокристаллов феррогранатов.

Динамический диапазон порядка 20—25 дБ. Преобразователи поглощаемой мощности обеспечивают измерение мощностей от сотен микроватт до сотен милливатт. Нижний уровень определяется чувствительностью измерительного блока и ограничивается уровнем на его входе, а верхний — спин-волновой нестабильностью, характерной для нелинейного ферромагнитного резонанса, обусловленной разогревом тела феррита в результате поглощения им мощности СВЧ.

Преобразователи проходящей мощности из-за малого коэффициента связи обеспечивают измерение мощностей более высоких уровней. При этом методе отсутствует зависимость измерений от длительности и частоты следования импульсов при длительностях импульсов более 0,5 мкс.

Приборы с ферритовыми преобразователями, как правило, калибруют по образцовым ваттметрам. Их погрешность без учета погрешности рассогласования составляет порядка 10—15%.

К достоинствам метода следует отнести следующее:

— ферритовые приемные преобразователи обладают высокой надежностью и устойчивостью к перегрузкам, стабильными параметрами в течение длительного времени. Устойчивость к перегрузкам обусловлена эффектом насыщения ферритового элемента в области температуры Кюри, в результате чего значительное увеличение мощности СВЧ после достижения этой температуры не приводит к заметному повышению температуры элемента;

— ферритовые элементы являются избирательными, поэтому метод применим для избирательного измерения мощности в присутствии мешающих сигналов, избирательность при расстройке на 50 МГц составляет 20—30 дБ;

— ферритовые элементы обладают направленностью, поэтому могут быть использованы при конструировании приемных преобразователей ваттметров проходящей и поглощающей мощности;

— метод позволяет измерять мощность как непрерывных, так и импульсных сигналов.

Недостатками метода являются: небольшой динамический диапазон; сложность в управлении измерительными приборами (при изменении частоты измеряемого сигнала приходится перестраивать подмагничивающую систему прибора); сравнительно большая инерционность (порядка 0,1—10 с) ферритовых преобразователей, у которых используется нагрев ферритового элемента поглощаемой мощностью; температурная зависимость резонансной частоты феррита.

В ваттметрах, предназначенных для измерения мощности оптических квантовых генераторов, в основном используют калориметрический метод измерения [89]. Аналогично СВЧ ваттметрам приборы состоят из двух основных частей — приемного преобразователя (калориметрической нагрузки) и измерительного блока с отсчетным устройством. Если измерительные схемы приборов почти идентичны схемам ваттметров СВЧ, то приемные преобразователи значительно отличаются.

В [90] проанализированы различные конструкции калориметрических нагрузок в виде сферы, конуса, мотка проволоки, помещенного в зеркальную сферу, показано, что основные требования, предъявляемые к ним, — малая величина коэффициента отражения для света и достаточно полная эквивалентность замещения измеряемой мощностью подогрева, — могут быть выполнены при правильном выборе конструкции.

Исходя из геометрических размеров калориметрической нагрузки и коэффициента поглощения внутренней поверхности  $\alpha_p$ , можно определить коэффициент поглощения в направлении падающего луча  $\alpha_{pl}$ . Так, для калориметрической нагрузки в виде сферы коэффициент поглощения может быть выражен в виде

$$\alpha_{pl} \approx 1 - (1 - \alpha_p) (r_{ок}/2r_{сф})^2, \quad (2.60)$$

где  $r_{сф}$ ,  $r_{ок}$  — радиусы сферы и окна.

Для конусной нагрузки

$$\alpha_{pl} = 1 - (1 - \alpha_p)^{2/3} (l^2/r_{ок}^2 + 1)^{-1/2}, \quad (2.61)$$

где  $l$  — высота конуса.

На практике применяют калориметрические нагрузки в виде медного конуса. Луч, идущий вдоль конуса, поглощается почти полностью. Для лучей, идущих под углом к оси конуса, коэффициент поглощения очень быстро уменьшается с увеличением угла. Медный конус нагрузки прибора МКЗ-18А и МЗ-24 имеет угол при вершине 45° и диаметр основания 20 мм. Для увеличения коэффициента поглощения поверхность конуса чернят. Экспериментально установлено, что коэффициент отражения для конусной калориметрической нагрузки зависит от частоты. При уменьшении длины волны он уменьшается.

В табл. 2.5 приведены значения коэффициента отражения для медного почерненного конуса [93]. Лучшие результаты получаются при покрытии поверхности конуса аквадагом с лаком, что позволяет расширить частотный диапазон конусной калориметрической нагрузки. Нарушение покрытия, возникающее при больших плотностях мощности падающего излучения, приводят к искажению результатов измерений. Это отмечается при импульсном сигнале длительностью 100 нс, если плотность излучения больше  $10^6$  Вт/см<sup>2</sup>.

Температуру нагрева конуса индицируют с помощью резистора в виде обмотки из тонкой никелевой проволоки, намотанной на конус.

Таблица 2.5

$\lambda$ , мкм	0,365	0,405	0,436	0,546	0,63	1	3,39
$\Gamma$ , %	0,16	0,17	0,18	0,21	0,38	1,8	3

В некоторых зарубежных моделях приборов калориметрические нагрузки выполняют в виде угольного полого конуса, а температуру его нагрева индицируют с помощью термистора. Для возможности калибровки калориметрической нагрузки и работы ее в схеме замещения используют подогревную обмотку.

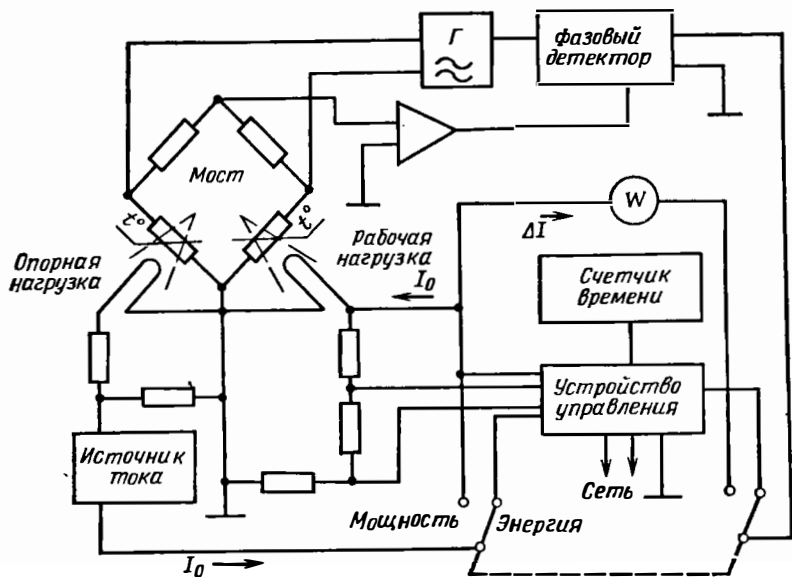


Рис. 2.64. Функциональная схема ваттметра МКЗ-18А.

Преобразователи приборов МКЗ-18А и МЗ-24 содержат две идентичные конусные калориметрические нагрузки, расположенные в гнездах пассивного термостата. Одна из нагрузок является рабочей, вторая — опорной. На подогревные обмотки обеих нагрузок (рис. 2.64), включенных между собой последовательно, подается опорный ток от стабилизированного источника тока. Терморезисторы конусных нагрузок включают в схему самобалансирующегося моста, питающегося от генератора звуковой частоты. Под действием опорного тока калориметрические нагрузки нагреваются до стационарной температуры.

При попадании света на рабочий калориметр дополнительно нагревается медный конус и соответственно терморезистор, намотанный на нем. Баланс моста нарушается. Сигнал разбаланса усиливает-

ся и подается на фазовый детектор. Постоянный ток с выхода фазового детектора поступает на подогревную обмотку рабочей нагрузки таким образом, чтобы мощность подогрева на ней уменьшилась и температура осталась равной стационарной. Уменьшение мощности подогрева на величину

$$P_{\text{зам}} = (2I_0 - \Delta I) \Delta IR$$

равно мощности света, поглощенного в рабочей калориметрической нагрузке. Измеряемая мощность отсчитывается по индикатору, измеряющему ток  $\Delta I$ . Если ток  $\Delta I$  значительно меньше опорного тока  $I_0$ , то шкала отсчетного прибора близка к линейной.

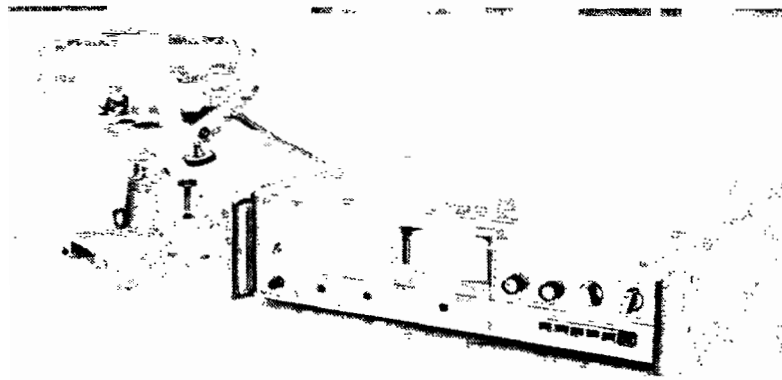


Рис. 2.65. Общий вид ваттметра МКЗ-18А.

Измерительный блок ваттметров МКЗ-18А и МЗ-24 позволяет измерять энергию одиночных импульсов [93]. В режиме измерения энергии одиночных импульсов принцип работы прибора основан на измерении времени отключения подогревной обмотки рабочего калориметра после воздействия импульса оптического излучения. Время отключения — до восстановления стационарной температуры — пропорционально энергии импульса. Цифровой счетчик времени отключения калориметрической нагрузки откалиброван в единицах энергии.

Основные характеристики ваттметра МКЗ-18А, общий вид которого приведен на рис. 2.65, следующие:

- диапазон длин волн 0,4—3,5 мкм;
- индикация средней мощности по стрелочному прибору;
- номиналы шкал 0,1; 0,3; 1,0; 3,0; 10 мВт;
- максимальная погрешность измерения мощности не более  $\pm 10\%$ ;
- индикация энергии одиночных импульсов — цифровая;
- пределы измерения энергии импульсов 1—300 мДж;
- погрешность измерения энергии одиночных импульсов — не более  $\pm 10\%$  для уровней энергии свыше 3 мДж и не более  $\pm 20\%$  для уровней ниже 3 мДж.



## 2.8. ОСОБЕННОСТИ ВАТТМЕТРОВ, ИСПОЛЪЗУЕМЫХ В АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Тенденция комплексного исследования сигналов СВЧ привела к созданию автоматических измерительных систем, которые в большинстве случаев имеют дистанционное управление.

Ваттметры, встроенные в автоматические системы, как правило, должны иметь выход на самописец или цифропечатающее устройство, содержать узлы автоматического выбора пределов измерений, автоматической установки нуля и узлы, позволяющие управлять прибором дистанционно. Кроме этого, такие приборы должны обладать малым временем реакции на изменение уровня мощности, т. е. малым временем установления показаний. Время установления показаний в термисторных самобалансирующихся ваттметрах определяется в основном инерционностью следящей системы баланса моста и инерционностью выходного индикатора (при достаточном коэффициенте усиления следящей системы тепловой постоянной термистора можно пренебречь).

Термисторные ваттметры МЗ-22 и М4-1 обладают сравнительно большой постоянной времени следящей системы баланса моста из-за примененных в управляемых источниках питания рабочего и опорного мостов гальванометрических индукционных преобразователей и фотосилителей. Измеренная на клеммах «выход на самописец» постоянная времени достигает 100 мс и более.

Существенно уменьшают постоянную времени следящей системы применяя в самобалансирующихся системах полупроводниковые элементы и интегральные схемы. Чтобы постоянная времени установления показаний ваттметра несущественно отличалась от электрической постоянной следящей системы, необходимо применять малоинерционные выходные индикаторы, например цифровые.

Как уже отмечалось, цифровую индикацию в термисторных ваттметрах осуществляют применяя питание мостовой схемы импульсным напряжением или используя аналого-цифровые преобразователи. Рассмотрим структурную схему ваттметра с цифровой индикацией, в отсчетном устройстве которого использован аналого-цифровой преобразователь (рис. 2.66). Схема включает в себя два идентичных равноплечих моста, в один из которых включен рабочий термистор, а в другой — опорный. Оба моста питаются от самостоятельных источников постоянного тока, автоматически поддерживающих мосты в состоянии баланса. Если рабочий и опорный термисторы идентичны, то при начальном балансе мостов (мощность СВЧ не поступает) питающие напряжения будут равны, т. е.  $U_{оп} = U_{раб}$ . Это равенство нарушится, как только на рабочий термистор будет подана мощность СВЧ.

В этом случае  $P_{СВЧ} \approx P_{зам} = (U_{оп}^2 - U_{раб}^2) / 4R_{т\cdot}$  или

$$P_{СВЧ} \approx (U_{оп} + U_{раб})(U_{оп} - U_{раб}) / 4R_{т\cdot}, \quad (2.62)$$

где  $U_{раб}'$  — напряжение питания рабочего моста при подведенной к термистору СВЧ мощности.

Структурная схема прибора обеспечивает операцию определения замещающей мощности в соответствии с выражением (2.62). Для этого

сигналы  $U_{оп} - U_{раб}'$  и  $U_{оп} + U_{раб}'$  подводят к двум самостоятельным преобразователям, управляемым генератором меандра 5 кГц. На выходе первого преобразователя сигнал имеет вид меандра, амплитуда которого пропорциональна  $U_{оп} - U_{раб}'$ , на выходе второго — прямоугольных импульсов постоянной амплитуды, ширина которых пропорциональна  $U_{оп} + U_{раб}'$ . Полученные сигналы поступают на электронный ключ, который выполняет операцию умножения

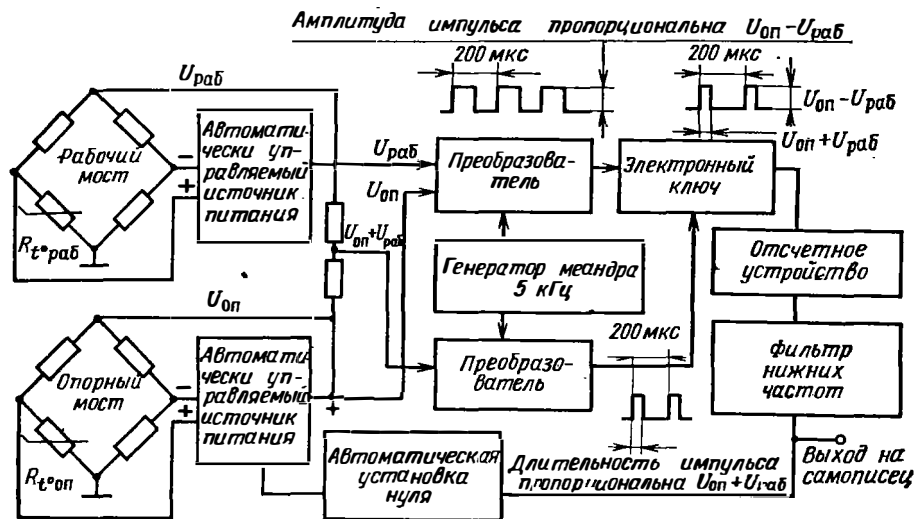


Рис. 2.66. Структурная схема термисторного ваттметра с преобразованием замещающей мощности в эквивалентные прямоугольные импульсы.

$(U_{оп} + U_{раб}) \cdot (U_{оп} - U_{раб})$  и выдает результат в виде постоянного напряжения или тока. В результате среднее значение тока на входе отсчетного устройства оказывается пропорциональным замещающей мощности. Отсчетное устройство состоит из аналого-цифрового преобразователя и цифрового индикатора. Ваттметр, выполненный согласно структурной схеме, обеспечивает сравнительно небольшое время установления показаний,  $\sim 150$  мс (постоянная времени  $\sim 30-35$  мс).

В термоэлектрических ваттметрах на уровне мощности до 10 мВт электрическая постоянная времени измерительного блока определяется в основном реакцией усилителя постоянного тока и, чем ниже уровень измеряемой мощности, тем она больше, так как для уменьшения погрешности из-за шума полосу УПТ сужают на нижних пределах измерения. При этом электрическая постоянная времени измерительного блока достигает нескольких секунд. На верхнем пределе измерений при малом коэффициенте усиления УПТ она уменьшается до единиц миллисекунд. В связи с этим приходится ограничивать нижний предел измеряемых мощностей термоэлектрических ваттметров в случае их использования в автоматизированных системах. Следует отметить, что для повышения быстродействия термоэлектрический ваттметр можно выполнить по схеме замещения.



## МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ

Под проходящей понимают мощность, рассеиваемую в нагрузке линии передачи.

Известно, что при идеально согласованной нагрузке ( $\Gamma_n = 0$ ) в линии передачи отсутствует отраженная волна и мощность, проходящая в нагрузку, равна падающей:  $P_{\text{прох}} = P_{\text{пад}}$ .

В реальных случаях  $\Gamma_n \neq 0$  и проходящая мощность всегда меньше падающей и равна

$$P_{\text{прох}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} (1 - |\Gamma_n|^2). \quad (3.1)$$

Приемные преобразователи ваттметров проходящей мощности включают в линию передачи между генератором и нагрузкой, и, как правило, они потребляют незначительную часть мощности, распространяющейся вдоль линии передачи; их чувствительные элементы реагируют на напряженность электромагнитного поля или плотность потока мощности в тракте.

Чувствительные элементы приемных преобразователей должны быть слабо связаны с полем СВЧ, чтобы они не искажали заметно поле и не снижали выходной мощности устройства. Идеальный измеритель проходящей мощности должен иметь  $\Gamma_{\text{вх}} = \Gamma_{\text{вых}} = 0$ .

В зависимости от типа применяемых преобразователей и вида связи, существующей между выходным параметром приемного преобразователя и проходящей мощностью, различают следующие методы измерений: поглощающей стенки; зондовый; пондеромоторный и метод, основанный на использовании эффекта Холла.

Проходящую мощность можно измерять также с помощью ваттметров поглощаемой мощности в сочетании с направленными ответвителями.

В ряде случаев при малых или известных значениях коэффициента отражения нагрузки  $\Gamma_n$  измерение проходящей мощности можно заменить измерением падающей мощности с введением поправок к результату измерения или без них. Рассмотрим более подробно каждый из методов.

### 3.1. МЕТОД ПОГЛОЩАЮЩЕЙ СТЕНКИ

Метод основан на измерении мощности, рассеиваемой в термочувствительном резистивном элементе, который представляет собой участок линии передачи с потерями, с последующим определением проходящей мощности по формуле

$$P_{\text{прох}} = KP_{\text{потр}}, \quad (3.2)$$

где  $K$  — коэффициент, обратно пропорциональный коэффициенту связи;  $P_{\text{потр}}$  — мощность СВЧ, рассеянная в термочувствительном резистивном элементе.

Сопротивление термочувствительного элемента на СВЧ обычно значительно меньше активной составляющей сопротивления нагрузки.

В простейшей конструкции ваттметра проходящей мощности, основанного на данном методе, часть боковой стенки волновода заменена термочувствительным элементом (энтракометром) в виде поглощающей пленки из платины (рис. 3.1).

При поглощении СВЧ мощности пленка нагревается и изменяет свое сопротивление. Подобно болометру, энтракометр включают в схему моста и таким образом обеспечивают индикацию поглощаемой в эн-

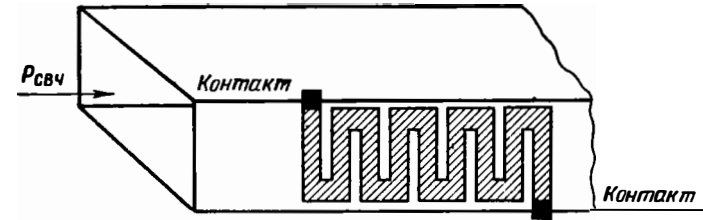


Рис. 3.1. Энтракометр.

тракете мощности. Предполагают, что нагрев пленки мощностью СВЧ и замещающей мощностью одинаков и перепад температуры по толщине пленки практически отсутствует. Для температурной компенсации аналогичную пленку помещают на внешней стороне волновода. Во избежание прямого излучения толщину пленки энтракометра следует делать значительно больше толщины скин-слоя или применять специальную экранировку.

Ваттметры с обычными энтракометрами позволяют измерять малые и средние уровни мощности. Для измерения больших уровней применяют энтракометры, у которых наружная поверхность охлаждается проточной жидкостью, что позволяет повысить уровень измеряемой мощности до предельного для данного волновода. Мощность, рассеянную в энтракометре, определяют по перепаду температур и расходу жидкости. У таких ваттметров может быть применена калибровка на постоянном токе или переменном токе низкой частоты. Ваттметры, основанные на методе поглощающей стенки, обладают значительной инерционностью.

#### 3.1.1. Погрешность рассогласования

Особенностью ваттметров с поглощающей стенкой является зависимость показаний от соотношения амплитуд падающей и отраженной волн и их фаз. Погрешность, обусловленную рассогласованием, в общем виде можно записать как (см. приложение 1)

$$\delta_{\text{расс}} = \frac{1 + |\Gamma_n|^2 + 2|\Gamma_n| \cos [2\gamma l - \gamma(x_1 + x_2) - \varphi] \frac{\sin \gamma(x_2 - x_1)}{\gamma(x_2 - x_1)}}{1 - |\Gamma_n|^2}, \quad (3.3)$$

где  $|\Gamma_H|$  — модуль коэффициента отражения нагрузки;  $\gamma = 2\pi/\lambda_n$ ;  $l$  — длина линии приемного преобразователя ваттметра от начала поглощающего элемента до нагрузки;

$x_2 - x_1$  — длина поглощающего элемента;  $\varphi$  — фаза коэффициента нагрузки.

При длине поглощающего элемента, равной целому числу длин полуволн, погрешность, обусловленная рассогласованием, не зависит от места расположения поглощающего элемента (энтракометра) относительно нагрузки и от фазы коэффициента отражения и составляет

$$\delta_{\text{расс}} = 2 |\Gamma_H|^2 / (1 - |\Gamma_H|^2). \quad (3.4)$$

При  $|\Gamma_H| = 0,2$   $\delta_{\text{расс}} = +0,0835$  или 8,35%.

Так как погрешность рассогласования носит систематический характер и имеет только положительный знак, то ее можно исключить, введя к показаниям прибора поправочный множитель

$$m_k = 1/(1 - \delta_{\text{расс}}) = (1 - |\Gamma_H|^2)/(1 + |\Gamma_H|^2). \quad (3.5)$$

Однако и после коррекции результата измерения останется неисключенный остаток погрешности  $\delta m_k$ , вызванный неточностью измерения коэффициента отражения нагрузки  $\delta \Gamma_H$ :

$$\delta m_k = \pm \frac{4 |\Gamma_H|^2}{1 - |\Gamma_H|^2} \delta \Gamma_H \approx 4 |\Gamma_H|^2 \delta \Gamma_H.$$

Если прибор калибруют на средней длине волны, а измерения производят в полосе частот  $\pm \Delta_n f_{\text{ср}}$ , то максимальное значение погрешности, обусловленное рассогласованием, может составить

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{2 |\Gamma_H|^2 \pm 2 |\Gamma_H| \frac{\sin \pi (1 - \Delta_n)}{\pi (1 - \Delta_n)} \dots \frac{2 |\Gamma_H|^2 \pm 2 |\Gamma_H| \frac{\sin \pi (1 + \Delta_n)}{\pi (1 + \Delta_n)}}{1 - |\Gamma_H|^2} \quad (3.6)$$

(где  $\Delta_n = \frac{f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}}{2f_{\text{ср}}} = \frac{\lambda_{\text{макс}} - \lambda_{\text{мин}}}{\lambda_{\text{макс}} + \lambda_{\text{мин}}}$ )

при использовании в ваттметре коаксиального тракта и

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{2 |\Gamma_H|^2 \pm 2 |\Gamma_H| \frac{\sin 2\pi q/(1+q)}{2\pi q/(1+q)} \dots \frac{2 |\Gamma_H|^2 \pm 2 |\Gamma_H| \frac{\sin 2\pi/(1+q)}{2\pi/(1+q)}}{1 - |\Gamma_H|^2} \quad (3.7)$$

(где  $q = \frac{\lambda_{\text{в макс}}}{\lambda_{\text{в мин}}}$ ;  $\frac{1}{\lambda_{\text{в ср}}} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\lambda_{\text{в макс}}} + \frac{1}{\lambda_{\text{в мин}}} \right)$ ;  
 $\lambda_{\text{в макс}} = \frac{\lambda_{\text{макс}}}{\sqrt{1 - (\lambda_{\text{макс}}/\lambda_{\text{кр}})^2}}$ ;  $\lambda_{\text{в мин}} = \frac{\lambda_{\text{мин}}}{\sqrt{1 - (\lambda_{\text{мин}}/\lambda_{\text{кр}})^2}}$ )

при использовании волноводного тракта.

Из выражений (3.6) и (3.7) следует, что при работе ваттметра в полосе частот  $f_{\text{ср}} \pm \Delta_n f_{\text{ср}}$  большая погрешность соответствует длинно-волновому участку диапазона.

При введении поправки на средней длине волны выражения (3.6) и (3.7) сведутся к следующим:

$$\delta_{\text{расс макс}} = \pm \left[ \frac{2 |\Gamma_H| \frac{\sin \pi (1 - \Delta_n)}{\pi (1 - \Delta_n)}}{1 - |\Gamma_H|^2} \dots \frac{2 |\Gamma_H| \frac{\sin \pi (1 + \Delta_n)}{\pi (1 + \Delta_n)}}{1 - |\Gamma_H|^2} \right],$$

$$\delta_{\text{расс макс}} = \pm \left[ \frac{2 |\Gamma_H| \frac{\sin 2\pi q/(1+q)}{2\pi q/(1+q)}}{1 - |\Gamma_H|^2} \dots \frac{2 |\Gamma_H| \frac{\sin 2\pi/(1+q)}{2\pi/(1+q)}}{1 - |\Gamma_H|^2} \right].$$

Нетрудно показать, что при одинаковой полосе рабочих частот волноводный вариант прибора будет обладать большей погрешностью.

Одной из составляющих погрешности метода является погрешность, обусловленная изменением сопротивления потерь поглощающего отрезка линии передачи в диапазоне частот. Чтобы исключить эту погрешность, необходимо калибровать прибор на нескольких частотах и при измерениях пользоваться поправочным графиком.

### 3.1.2. Возможности и достоинства метода

Метод принципиально может быть использован от самых низких частот до 37 ГГц и более. Однако отдельные типы ваттметров предназначены только для узкого диапазона длин волн, во избежание больших погрешностей измерения, обусловленных рассогласованием нагрузки. Метод позволяет измерять СВЧ мощность малого, среднего и большого уровней.

Погрешность измерения мощности определяется следующими основными составляющими:

- погрешностью калибровки на постоянном токе или переменном токе низкой частоты  $\delta_1$ ;
- погрешностью за счет неэквивалентности замещения на средней частоте  $\delta_2$ ;
- погрешностью, обусловленной изменением относительного сопротивления потерь термочувствительного элемента в полосе частот  $\delta_3$ ;
- погрешностью, вызванной рассогласованием,  $\delta_{\text{расс}}$ .

Учитывая законы распределения составляющих, погрешность измерения можно рассчитать по формуле (2.15). Если  $\delta_1 = \pm 4\%$ ,  $\delta_2 = \pm 10\%$ ,  $\delta_3 = \pm 5\%$ ,  $\delta_{\text{расс}} = \pm 4\%$  в полосе частот  $\pm 10\%$  при  $|\Gamma_H| = 0,2$ , то с учетом поправки на средней частоте  $\delta_{\text{макс}} = \pm 3 \sqrt{0,11(4^2 + 10^2) + 0,33 \cdot 5^2 + 0,16 \cdot 4^2} = \pm 14,7\%$  и без учета поправки  $\delta_{\text{макс}} = 25 \dots - 18\%$ .

К достоинствам метода следует отнести его простоту и высокую надежность. Недостатками являются большая погрешность измерения при работе в полосе частот и большое время установления показаний.

### 3.2. ЗОНДОВЫЙ МЕТОД

Зондовый метод получил широкое распространение при различных видах измерений на СВЧ, в том числе для измерения проходящей мощности. Под зондом понимают устройство, содержащее преобразователь и элемент связи, имеющий пренебрежимо малые размеры в направлении распространения мощности СВЧ. Зонд характеризуется коэффициентом преобразования и амплитудной характеристикой (обычно квадратичной). Влияние зонда на поле в линии передачи, вносимые потери и отражения, как правило, пренебрежимо малы.

В зависимости от того, на что реагирует зонд, связанный с линией передачи, различают зонды напряжения и тока. С помощью зондов измеряют величину, пропорциональную напряжению (току) или напряженности в линии передачи, а проходящую мощность определяют по известным соотношениям, существующим между напряжением (током) или напряженностью в линии передачи и мощностью, проходящей в нагрузку с учетом коэффициента связи зонда с полем СВЧ.

Простейшим прибором, в котором используется зондовый метод, является измерительная линия. Сущность измерения мощности с помощью измерительной линии заключается в следующем.

Передвигая прокалиброванный зонд вдоль измерительной линии, включенной между генератором и нагрузкой, измеряют максимальное и минимальное действующие значения напряжения (напряженности поля) в линии. Затем, пользуясь известными соотношениями для длинных линий, определяют мощность, проходящую в нагрузку.

Так, например, при коаксиальном тракте

$$P_{\text{прох}} = U_{\text{макс}} U_{\text{мин}} / Z_{0л}, \quad (3.8)$$

где  $U_{\text{макс}} = U_{\text{пад}} (1 + |\Gamma_n|)$ ;  $U_{\text{мин}} = U_{\text{пад}} (1 - |\Gamma_n|)$ ;  $Z_{0л}$  — волновое сопротивление линии передачи.

Однако измерительные линии для измерения мощности почти не применяют из-за неудобств в эксплуатации. На практике получили распространение зондовые устройства, представляющие собой отрезки трактов с смонтированными в них на определенном расстоянии друг от друга зондами. Зонды, как и в предыдущем случае, калибруют по известной мощности в согласованной нагрузке. Поскольку зонды реагируют на распределение поля вдоль волновода, то при реальных нагрузках возникает погрешность в измерении проходящей мощности, обусловленная появлением стоячей волны в линии передачи.

#### 3.2.1. Погрешность рассогласования

Погрешность зависит от числа зондов, места их расположения относительно нагрузки, электрического расстояния между ними, модуля и фазы коэффициента отражения нагрузки. Если эти параметры известны, можно ввести поправку в показание устройства для каждой из измеряемых частот. Однако на практике ограничиваются опреде-

лением максимального значения погрешности рассогласования. Для однозондовой системы она составит

$$\delta_{\text{расс макс}+} = 2|\Gamma_n|/(1 - |\Gamma_n|), \quad \delta_{\text{расс макс}-} = -2|\Gamma_n|/(1 + |\Gamma_n|), \quad (3.9)$$

что при реальном значении КСВ нагрузки, равном 1,5 ( $\Gamma_n = 0,2$ ) дает  $\delta_{\text{расс макс}} = +50 \dots -33\%$ . Значительно меньшая погрешность получается при использовании двухзондового устройства, когда зонды расположены друг от друга на расстоянии  $\lambda_{вср}/4$  (рис. 3.2). В этом случае погрешность на средней длине волны не зависит от места расположения зондов относительно нагрузки и имеет только положительный знак:

$$\delta_{\text{расс}} = 2|\Gamma_n|^2/(1 - |\Gamma_n|^2). \quad (3.10)$$

Однако в полосе частот  $\pm \Delta_n$  погрешность будет определяться не только модулем коэффициента отражения  $|\Gamma_n|$ , но и его фазой  $\varphi$ , а также относительным отклонением рабочей частоты от средней. Так, для двухзондового устройства максимальное значение погрешности в полосе частот  $\pm \Delta_n$  составит (см. приложение 2):

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{2|\Gamma_n|^2 \pm 2|\Gamma_n| \cos \pi(1 \pm \Delta_n)/2}{1 - |\Gamma_n|^2} \quad (3.11)$$

при коаксиальном тракте и

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{2|\Gamma_n|^2 \pm 2|\Gamma_n| \cos \pi q/(1+q)}{1 - |\Gamma_n|^2} \dots \frac{2|\Gamma_n|^2 \pm 2|\Gamma_n| \cos \pi/(1+q)}{1 - |\Gamma_n|^2} \quad (3.12)$$

при волноводном тракте.

Если к показаниям системы ввести поправку  $m_k$  согласно (3.5), компенсирующую погрешность рассогласования на средней длине волны, то выражение для максимального значения погрешности рассогласования в полосе частот примет вид

$$\delta_{\text{расс макс}} = \pm \frac{2|\Gamma_n| \cos \pi(1 + \Delta_n)/2}{1 - |\Gamma_n|^2} \quad (3.13)$$

для коаксиальной системы,

$$\delta_{\text{расс макс}} = \pm \left[ \frac{2|\Gamma_n| \cos \pi q/(1+q)}{1 - |\Gamma_n|^2} \dots \frac{2|\Gamma_n| \cos \pi/(1+q)}{1 - |\Gamma_n|^2} \right] \quad (3.14)$$

для волноводной системы.

В дальнейшем для упрощения будем приводить выражения погрешности только для коаксиального варианта системы.

Значительно уменьшить погрешность, обусловленную рассогласованием, можно, калибруя двухзондовую систему при несогласован-

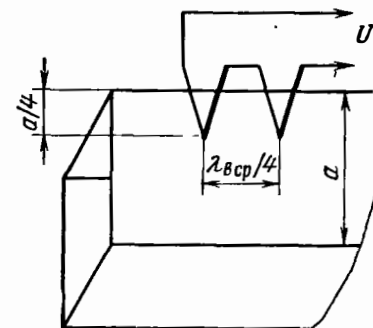


Рис. 3.2. Схема расположения двух зондов в волноводе.

ной нагрузке, коэффициент отражения которой лежит в пределах  $|\Gamma_H|_{\max} > |\Gamma'_H| > |\Gamma_H|_{\min}$ , где  $|\Gamma_H|_{\max}$ ,  $|\Gamma_H|_{\min}$  — максимальный и минимальный коэффициенты отражения нагрузки.

Можно показать, что оптимальным условием калибровки при несогласованной нагрузке является

$$|\Gamma'_H| = \sqrt{(|\Gamma_H|_{\max}^2 + |\Gamma_H|_{\min}^2)/2}. \quad (3.15)$$

В этом случае погрешность измерения на средней частоте будет

$$\delta_{\text{расс}} = \frac{2|\Gamma_H|^2 - 2|\Gamma'_H|^2}{(1 - |\Gamma_H|^2)(1 + |\Gamma'_H|^2)},$$

а максимальное значение в полосе частот  $\pm \Delta_n$  составит

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{2|\Gamma_H|^2 - 2|\Gamma'_H|^2 \pm 2|\Gamma_H|[\cos(\pi/2)(1 \pm \Delta_n)](1 - |\Gamma'_H|^2)}{(1 - |\Gamma_H|^2)(1 + |\Gamma'_H|^2)}. \quad (3.16)$$

При анализе двухзондового устройства (см. приложение 2) предполагалось, что связь зондов с линией передачи одинакова и характеристики преобразователей идентичны. Однако на практике эти условия осуществить сложно, особенно в диапазоне частот.

Чтобы исключить зависимость показаний от неидентичности зондов, применяют схему умножения выходных сигналов зондов при линейном детектировании. Погрешность измерения в этом случае равна

$$\delta_{\text{расс}} = \frac{a_{12} b_{12} \sqrt{[1 + |\Gamma_H|^2 + 2|\Gamma_H| \cos(2\gamma x - \varphi)] \times [1 - |\Gamma_H|^2 + 2|\Gamma_H| \cos \gamma x]}}{a_{120} b_{120} (1 - |\Gamma_H|^2)} - 1, \quad (3.17)$$

где  $a_{12}$ ,  $b_{12}$  — коэффициенты, определяющие связь зондов и характеристики детекторов на данной частоте;  $a_{120}$ ,  $b_{120}$  — коэффициенты, определяющие связь зондов и характеристики детекторов на частоте калибровки;  $x$  — расстояние между зондами, выраженное в длинах волн;  $\varphi$  — фазовый угол коэффициента отражения нагрузки, пересчитанный в плоскость сечения ближнего к нагрузке зонда.

Пусть измерения выполняют на длинах волн, при которых откалиброван прибор. Тогда  $a_{12} = a_{120}$ ,  $b_{12} = b_{120}$  и выражение (3.17) упрощается. Максимальное значение погрешности, обусловленное рассогласованием, получается, когда  $\varphi = \gamma x + n\pi$ , т. е.

$$\delta_{\text{расс макс}} = (2|\Gamma_H|^2 \pm 2|\Gamma_H| \cos \gamma x) / (1 - |\Gamma_H|^2)$$

и в полосе частот  $\pm \Delta_n$  составит

$$\delta_{\text{расс макс}} = [2|\Gamma_H|^2 \pm 2|\Gamma_H| \cos(\pi/2)(1 \pm \Delta_n)] / (1 - |\Gamma_H|^2). \quad (3.18)$$

Полученное выражение аналогично (3.11).

Анализ четырехзондового устройства показывает, что на средней частоте погрешность рассогласования будет такой же, как и для двухзондового устройства, если расстояние между зондами каждой пары

равно  $\lambda_{\text{ср}}/4$ . В полосе частот при нулевом смещении между парами (рис. 3.3) она определится выражением

$$\delta_{\text{расс макс}} = [2|\Gamma_H|^2 \pm 2|\Gamma_H| \cos^2(\pi/2)(1 + \Delta_n)] / (1 - |\Gamma_H|^2). \quad (3.19)$$

Таким образом, при четырехзондовом устройстве можно значительно уменьшить составляющую погрешности рассогласования, возникающую при измерениях в полосе частот.

В [3, 4] показано, что одним из способов уменьшения погрешности рассогласования при работе в полосе частот является

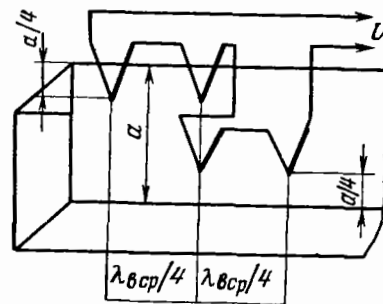


Рис. 3.3. Схема расположения четырех зондов в волноводе.

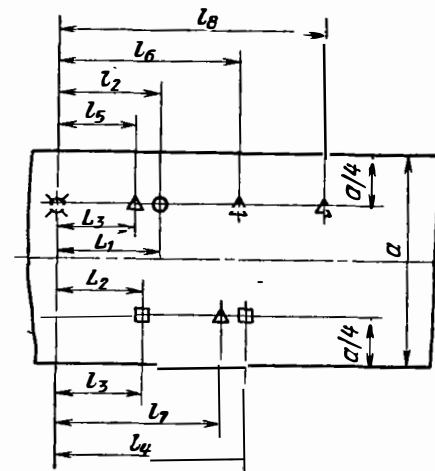


Рис. 3.4. Неэквидистантное расположение зондов:

× — первый зонд; ○ — первая решетка; □ — вторая решетка; △ — третья решетка.

использование системы  $N_{\text{общ}}$  зондов в виде неэквидистантно расположенных решеток\* с расстояниями между ними, задаваемыми корнями полинома Чебышева (рис. 3.4):

$$L_k = \frac{\lambda_{\text{в ср}}^*}{4 \left( 1 + x_k \frac{q-1}{q+1} \right)}, \quad (3.20)$$

где  $L_k$  — расстояние между первым зондом и  $k$ -й решеткой;  $x_k$  —  $k$ -й корень полинома Чебышева  $n$ -й степени;  $n$  — число решеток;  $q = \lambda_{\text{в макс}} / \lambda_{\text{в мин}}$ .

Число зондов в  $k$ -й решетке  $N_k = 2^{k-1}$ . Общее число зондов во всех решетках  $N_{\text{общ}} = 2^n$ . Располагают зонды в решетках исходя из условий  $2^{n-1} < m \leq 2^n$ ,  $l_1 = 0$ ,  $l_m = L_k + l_{m-2k-1}$ , где  $m$  — порядковый номер зонда.

Можно показать, что при сложении сигналов на выходах зондов погрешность рассогласования такого устройства будет равна

$$\delta_{\text{расс}} = 2(|\Gamma_H|^2 + |\Gamma_H|S) / (1 - |\Gamma_H|^2), \quad (3.21)$$

\* Неэквидистантные решетки по аналогии с антенными устройствами имеют равномерное амплитудное и неравномерное фазовое распределение.

где  $S = \cos(\varphi + \gamma L_{\text{общ}}) \prod_{k=1}^n \cos(\gamma L_k)$ ;

$$L_{\text{общ}} = L_1 + L_2 + \dots + L_n;$$

$$\prod_{k=1}^n \cos(\gamma L_k) = \cos(\gamma L_1) \cos(\gamma L_2) \dots \cos(\gamma L_n).$$

Максимальное значение погрешности рассогласования составляет

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{2|\Gamma_H|^2 \pm 2|\Gamma_H| \prod_{k=1}^n \cos(\gamma L_k)}{1 - |\Gamma_H|^2} \quad (3.22)$$

В табл. 3.1 приведены расчетные значения максимальной погрешности рассогласования для трех зондовых устройств волноводного типа (волновод  $23 \times 10$ ). В первом устройстве зонды расположены в соответствии с рис. 3.3, во втором и третьем — в виде неэквидистантных решеток при  $n = 2$ ,  $n = 3$ .

Таблица 3.1

f, ГГц	$\Gamma_H$	$\delta_{\text{расс макс}}$		
		для четырех-зондового устройства (рис. 3.3)	для неэквидистантного устройства из 2 решеток (4 зонда)	для неэквидистантного устройства из 3 решеток (8 зондов)
8,24 $\lambda_{\text{в макс}} = 59,7$ мм	0,05	3	1,8	0,6
	0,1	7	4,6	2,8
	0,2	18,7	13,8	9,9
10,0 $\lambda_{\text{в ср}}^* = 39,7$ мм	0,05	0,25	1,15	0,25
	0,1	2,02	3,85	2,02
	0,2	8,35	12,1	8,35
12,05 $\lambda_{\text{в мин}} = 29,7$ мм	0,05	3	1	0,06
	0,1	7	3	2,6
	0,2	18,7	10	9,6

Значение  $\lambda_{\text{в ср}}^*$  определяется из выражения

$$\frac{1}{\lambda_{\text{в ср}}^*} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\lambda_{\text{в макс}}} + \frac{1}{\lambda_{\text{в мин}}} \right).$$

Расчет показывает, что неэквидистантные системы с тремя решетками и более обеспечивают незначительное увеличение погрешности на крайних частотах рабочего диапазона по сравнению со средней частотой.

На практике также нашли применение зонды, конструктивно представляющие собой объемные полупроводниковые термопары в виде стержней, образованных двумя продольно расположенными ветвями. Одна ветвь полупроводниковой термопары (рис. 3.5) обладает электронной проводимостью и изготовлена из сплава, например Te—Bi—Se, а вторая — дырочной и изготовлена из Te—Bi—Sb.

Термопару заключают в металлический корпус, от которого ее изолируют тонким слоем диэлектрика. Чувствительность таких термопар порядка 160 мкВ/°С. Термопары устанавливают в линии передачи таким образом, чтобы одна торцевая плоскость со стороны соединения ветвей находилась заподлицо с внутренней поверхностью волновода или несколько погружалась в волновод (на 0,1—0,2 мм), а другая имела хороший тепловой контакт с волноводом.

В результате поглощения части мощности, распространяемой в волноводе, торцевая плоскость термопары нагревается, и на ее выходных концах появляется термо-э. д. с., пропорциональная квадрату тока в точке расположения термопары. Для измерения термо-э. д. с. используют усилители постоянного тока с индикаторами или милливольтметры, шкалы которых калибруют в единицах измеряемой мощности.

Последовательное включение термопар, как показано на рис. 3.3, позволяет увеличить коэффициент преобразования приемного преобразователя ваттметра проходящей мощности и уменьшить погрешность рассогласования. Выражая коэффициент преобразования приемного преобразователя как отношение приращения напряжения на выходе термопар к приращению мощности, проходящей в согласованную нагрузку, следует отметить, что его величина не является постоянной в рабочем диапазоне. Это вызвано тем, что мощность, поглощенная единицей площади торца термопары, зависит от длины волны, размеров волновода, магнитной проницаемости и поверхностной проводимости материала термопары, а также от места расположения термопары в волноводе. Наименьшая зависимость от длины волны будет при расположении термопар в точках с круговой поляризацией, т. е. на расстоянии  $a/4$  от стенок волновода (см. рис. 3.3).

Учесть частотную зависимость показаний прибора можно с помощью графиков, построенных при калибровке прибора на нескольких частотах рабочего диапазона.

Описанный тип полупроводниковой термопары применен в приборе М2-3. Прибор обеспечивает измерение мощности от 50 до 300 Вт в диапазоне частот 11,5—17,15 ГГц с погрешностью  $\pm 15\%$ .

### 3.2.2. Возможности и достоинства метода

Метод принципиально может быть использован вплоть до сантиметровых длин волн. Однако отдельные типы ваттметров могут работать в узком диапазоне частот из-за больших погрешностей измерения, обусловленных рассогласованием нагрузки. Ограничение диапазона сверху вызвано трудностями изготовления малогабаритных высокочастотных зондов и получения их стабильных характеристик в диапазоне частот.

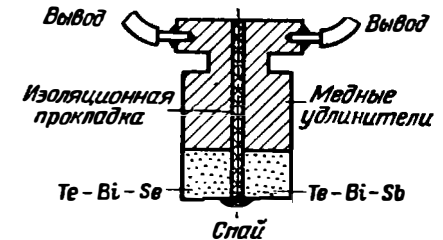


Рис. 3.5. Конструкция полупроводниковой термопары.

Метод применим для измерения мощности средних и больших уровней.

Погрешность измерения определяется следующими составляющими:

- погрешностью образцового прибора, используемого при калибровке,  $\delta_1$ ;
- погрешностью измерительной схемы  $\delta_2$ ;
- погрешностью, обусловленной изменением сопротивления потерь или изменением связи зонда в полосе частот,  $\delta_3$ ;
- погрешностью, вызванной рассогласованием,  $\delta_{\text{расс}}$ .

Если принять максимальные значения частных составляющих:  $\delta_1 = \pm 7\%$ ,  $\delta_2 = \pm 3\%$ ,  $\delta_3 = \pm 5\%$  в полосе частот,  $\delta_{\text{расс}} = \pm 4,2\%$  в полосе частот  $\pm 10\%$  для двухзондовой системы при  $\Gamma_{\text{н}} = 0,2$  с учетом поправки на средней частоте, то

$$\delta_{\text{макс}} = \pm 3 \sqrt{0,11(7^2 + 3^2) + 0,33 \cdot 5^2 + 0,16 \cdot 4,2^2} = \pm 12,5 \%$$

Без учета поправки  $\delta_{\text{макс}} \approx \pm 20\%$ .

К достоинствам метода относится: простота конструкции приемного преобразователя; возможность работы приемного преобразователя непосредственно на стрелочный индикатор; применимость для встроенного контроля проходящей мощности.

Недостатками метода являются: большая погрешность измерения при работе в полосе частот (свыше  $\pm 10\%$ ); зависимость показаний от частоты и степени согласования нагрузки; необходимость калибровки устройств на реальных уровнях СВЧ сигнала с помощью образцовых приборов.

### 3.3. ПОНДЕРОМОТОРНЫЙ МЕТОД

Пондеромоторный метод является абсолютным методом измерения СВЧ мощности, поскольку результат может быть определен на основании прямого измерения массы, длины и времени. Метод основан на использовании эффекта механического (пондеромоторного) воздействия сил электромагнитного поля на стенки линии передачи или на отражающие элементы, находящиеся внутри волновода.

Хотя давление электромагнитных волн на отражающую поверхность было предсказано Максвеллом еще в 1873 г. и подтверждено экспериментально П. П. Лебедевым в 1900 г., впервые опыты по обнаружению давления радиоволн были проведены в 30-х годах нашего столетия. Практически эффект реализован в измерительных приборах СВЧ диапазона в 50-х годах.

#### 3.3.1. Общие сведения о пондеромоторном действии электромагнитных волн

Выражение для давления электромагнитного излучения, выведенное Максвеллом на основе энергетических соображений, не отражало механизма этого явления. Позже Томсон получил те же результаты, рассматривая возникновение механической силы при взаимодей-

ствии магнитной составляющей поля с токами, индуцируемыми в отражающей поверхности [5].

Рассмотрим плоскую однородную волну, падающую нормально на идеально проводящую поверхность, и определим давление на эту поверхность. Падающая волна полностью отразится от поверхности, причем магнитная составляющая на границе раздела удвоится, а электрическая составляющая станет равной нулю. На поверхности проводника уравнение Максвелла  $\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{i} + \partial \mathbf{D} / \partial t$  вырождается в

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{i}, \quad (3.23)$$

где  $\mathbf{i}$  — плотность индуцируемого тока.

При системе координат, в которой ось  $OX$  совпадает с направлением распространения плоской волны, ось  $OY$  — с направлением электрического вектора, а ось  $OZ$  — с направлением магнитного вектора, и проводящая поверхность перпендикулярна к оси  $OX$ , выражение (3.23) сводится к

$$dH_z/dx = i_y. \quad (3.24)$$

На элемент проводника длиной  $dy$ , несущий ток  $i_y dx dz$ , действует сила Лоренца (рис. 3.6)

$$dF = \mu_0 H_z i_y dx dy dz. \quad (3.25)$$

Выполнив соответствующие преобразования, можно показать, что при площади поперечного сечения отражающей пластины  $s$  суммарная мгновенная сила, с которой действует электромагнитная волна, будет

$$F = \mu_0 H_{z0}^2 s / 2, \quad (3.26)$$

где  $H_{z0}$  — мгновенное значение напряженности магнитного поля на поверхности.

Выражая падающую мощность  $P_{\text{пад}}$  через волновое сопротивление пространства перед отражающей пластиной  $Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ :

$$P_{\text{пад}} = Z_0 H_{\text{зпад}}^2 s \quad (3.27)$$

(где  $H_{\text{зпад}}$  — напряженность магнитного поля падающей волны) и учитывая, что на границе проводника при стоячей волне  $H_{z0} = 2H_{\text{зпад}}$ , уравнение (3.26) запишем в виде

$$F = 2P_{\text{пад}}/c, \quad (3.28)$$

где  $c = 1/\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$  — скорость света.

Если поверхность проводника не является идеальным отражателем, то нужно учитывать коэффициент отражения по мощности. В этом случае

$$F = P_{\text{пад}} (1 + \Gamma_P) / c. \quad (3.29)$$

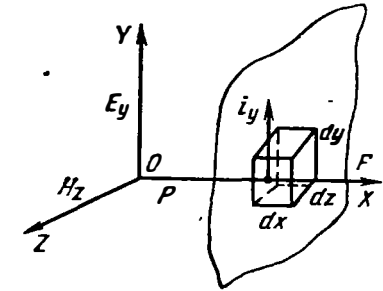


Рис. 3.6. К определению давления электромагнитной волны.

Для световых волн  $\Gamma_p$  значительно меньше единицы. Однако на сантиметровых волнах легко получить практически полное отражение.

Уравнение (3.29) весьма просто вывести из соотношений квантовой теории света, если рассматривать излучение как поток фотонов. Пусть в единице объема падающего луча будет  $n$  фотонов, которые движутся со скоростью  $c$ . Каждый фотон обладает энергией  $h\nu$  и импульсом  $h\nu/c$ . Мощность падающего луча может быть выражена следующим уравнением:

$$P_{\text{пад}} = nh\nu cs, \quad (3.30)$$

где  $h$  — постоянная Планка,  $\nu$  — частота колебаний,  $s$  — площадь поперечного сечения луча.

Если коэффициент отражения мощности отражателя  $\Gamma_p$ , то отражатель будет поглощать  $(1 - \Gamma_p)$  от общего числа фотонов. Так как давление луча есть скорость изменения импульса луча, то

$$F = 2nh\nu s\Gamma_p + nh\nu s(1 - \Gamma_p)$$

или

$$F = nh\nu s(1 + \Gamma_p). \quad (3.31)$$

Подставив уравнение (3.30) в (3.31), получим выражение

$$F = P_{\text{пад}}(1 + \Gamma_p)/c,$$

совпадающее с (3.29).

Расчет показывает, что при падающей мощности 1 Вт сила давления составляет порядка  $10^{-8}$  Н и для ее обнаружения требуются весьма чувствительные приборы.

### 3.3.2. Действие сил электромагнитного поля на стенки линии передачи

Рассмотрим случай действия сил поля на боковые стенки волновода, возбуждаемого волной  $H_{01}$ . Электрическое поле волны  $H_0$  (поперечно-электрического типа) имеет только одну поперечную вертикальную составляющую. Будучи максимальным по оси, оно спадает до нуля у боковых поверхностей волноводов. Магнитное поле имеет две составляющие — поперечную и продольную.

При выбранной системе координат (рис. 3.7) электромагнитное поле волны типа  $H_{01}$  в волноводе характеризуется следующими значениями составляющих:

$$\begin{aligned} E_x &= 0, & \dot{H}_x &= H_0 \sin \frac{\pi z}{a} e^{j(\omega t - \nu_B x)}, \\ \dot{E}_y &= H_0 Z_{01} \sin \frac{\pi z}{a} e^{j(\omega t - \nu_B x)}, & H_y &= 0, \\ E_z &= 0, & \dot{H}_z &= jH_0 \frac{\lambda_B}{\lambda_{кр}} \cos \frac{\pi z}{a} e^{j(\omega t - \nu_B x)}, \end{aligned} \quad (3.32)$$

где  $H_0$  — максимальное значение амплитуды напряженности магнитного поля;  $\omega$  — частота колебаний;  $\nu_B = (2\pi/\lambda) \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}$  —

постоянная распространения волны типа  $H_{01}$  в волноводе (коэффициент фазы);  $Z_{01} = Z_0 / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}$  — волновое сопротивление волновода для волны  $H_{01}$ ;  $Z_0$  — волновое сопротивление свободного пространства для плоской электромагнитной волны;  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве;  $\lambda_B$  — длина волны в волноводе;  $\lambda_{кр}$  — критическая длина волны.

Будем рассматривать такую волну как результат интерференции однородной плоской волны, падающей на боковую стенку волновода

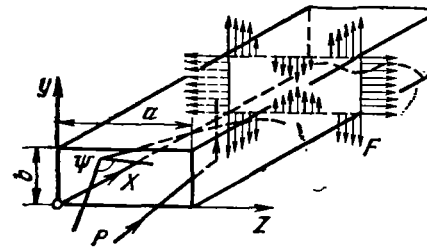


Рис. 3.7. Распределение давления на стенку волновода при волне типа  $H_{01}$ .

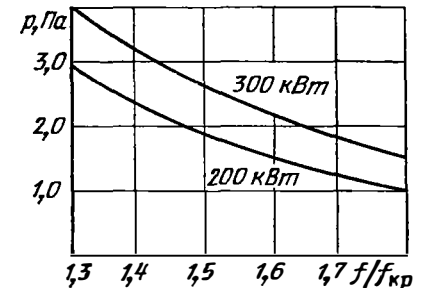


Рис. 3.8. Зависимость давления электромагнитной волны на стенку волновода  $23 \times 10$  мм от частоты.

под некоторым углом  $\Psi$ , поляризованной перпендикулярно плоскости падения, и такой же плоской волны, отраженной от стенки.

Путем несложных преобразований [9] можно показать, что среднее за период давление, испытываемое единичной площадью поверхности боковой стенки, будет равно

$$P_z = \frac{P_{\text{пад}}}{c} \cos \Psi \frac{1}{\sin \Psi} \frac{1}{ab}$$

или

$$P_z = \frac{P_{\text{пад}}}{c} \left( \frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2 \frac{\lambda_B}{\lambda} \frac{1}{ab}. \quad (3.33)$$

Величина этого давления постоянна по высоте боковой стенки.

Таким образом, если часть боковой стенки волновода заменить упругой пластиной, то проходящую мощность можно измерять по величине изгиба этой пластины. Индикатором давления может служить пьезоэлемент или конденсаторный элемент. Если постоянная времени элемента мала, то пьезомоторный метод пригоден для измерения импульсной мощности. Из формулы (3.33) видно, что величина давления на стенку волновода при постоянстве проходящей мощности зависит от частоты колебаний. Чем ближе частота генератора к критической частоте, тем больше величина давления, так как при этом уменьшается угол падения однородной волны  $\Psi$  на стенку волновода и наоборот.



Наряду с боковыми стенками испытывают давление при прохождении электромагнитной волны по волноводу также верхняя и нижняя стенки. Величину этого давления можно определить как разность между электромагнитными и электростатическими силами, действующими соответственно на токи в стенках и на заряды на поверхности стенок. Эпюры давления на стенки волновода изображены на рис. 3.7. Зависимость давления от частоты при постоянном уровне проходящей мощности имеет вид, показанный на рис. 3.8.

Результаты измерения мощности описанным методом были опубликованы В. Г. Пеняковой [1]. При использовании пьезоэлектрических датчиков (из кварца) получена чувствительность примерно 0,6 мкВ/кВт, что при мощности в импульсе 300 кВт и  $f/f_{кр} = 1,5$  соответствует 150 мкВ. Постоянная времени пластинки была достаточно мала, что позволило измерять мощность импульсов длительностью до 2 мкс. Нижний предел измеряемой мощности ваттметра с кварцевой пластиной составляет 40—50 кВт в импульсе. При использовании сегнетового биморфного элемента можно измерять среднюю мощность с нижним пределом до единиц и долей ватта. Верхний предел измеряемых мощностей практически ограничивается электрической прочностью волновода.

### 3.3.3. Крутильные ваттметры

Приборы, измеряющие угол поворота отражающего элемента, находящегося внутри волновода, или вращающий момент как результат механического воздействия электромагнитного поля на отражающий элемент, получили название пондеромоторных крутильных ваттметров. Эти приборы позволяют сравнительно легко выполнить абсолютную калибровку и обеспечить измерение проходящей мощности выше 10 мВт.

Рассмотрим простейшую схему такого прибора (рис. 3.9). Тонкая проводящая пластина 2 подвешена на упругой кварцевой нити 6 внутри отрезка прямоугольного волновода 1. Электромагнитная волна, распространяющаяся вдоль волновода, возбуждает в пластине токи и заряды и, взаимодействуя с ними, вызывает вращающий мо-

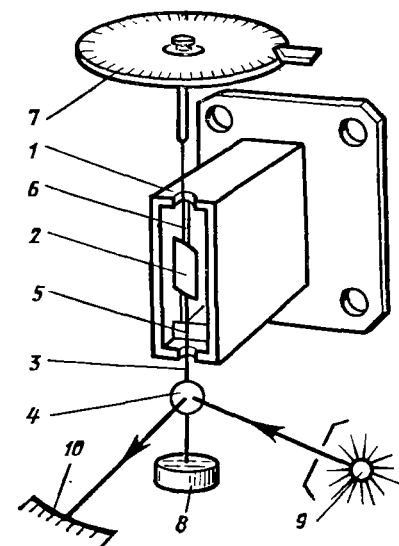


Рис. 3.9. Схема однопластинчатого пондеромоторного ваттметра:

1 — волновод; 2 — пластина; 3 — кварцевый стержень; 4 — зеркальце; 5 — индуктивная диафрагма; 6 — кварцевая нить; 7 — крутильная головка; 8 — ванночка с силиконовой жидкостью; 9 — источник света; 10 — шкала.

мент, под действием которого пластинка поворачивается на некоторый угол, определяемый (для данной пластинки, волновода и длины волны) мощностью и жесткостью нити подвеса. Индуктивные диафрагмы 5 компенсируют емкостную шунтирующую проводимость, вносимую пластиной. Пластина с помощью жесткого стержня 3 связана с зеркалом 4, находящимся вне волновода. Угол поворота пластинки индицируется световым лучом, отраженным от зеркала. Чтобы возвратить пластинку в первоначальное положение, необходимо закрутить нить подвеса на некоторый угол  $\Delta\psi$ .

Соотношение между проходящей мощностью и углом закручивания может быть представлено в виде [6, 16]

$$P_{\text{прох}} = \frac{M_{\text{кр}} \Delta\psi}{\frac{1}{2c} \frac{\lambda}{\lambda_B} \left[ - \left( \frac{dx'}{d\psi} + \frac{dx''}{d\psi} \right) \right]} \quad (3.34)$$

где  $M_{\text{кр}}$  — удельный момент кручения нити подвеса;  $\mathcal{E}_k = \frac{1}{2c} \frac{\lambda}{\lambda_B} \left[ \frac{dx'}{d\psi} + \frac{dx''}{d\psi} \right]$  — коэффициент пропорциональности между вращающим моментом, действующим на подвеску, и мощностью, проходящей по волноводу.

Если известны значения  $M_{\text{кр}}$  и  $\mathcal{E}_k$ , то измерение проходящей СВЧ мощности сведется к измерению угла закручивания  $\Delta\psi$ :

$$P_{\text{прох}} = M_{\text{кр}} \Delta\psi / \mathcal{E}_k.$$

Удельный момент кручения нити и коэффициент  $\mathcal{E}_k$  для крутильных ваттметров определяют экспериментально.

Можно показать, что

$$M_{\text{кр}} = \left[ 4\pi^2 + \ln^2 \frac{\psi_1}{\psi_2} \right] \frac{J}{T^2} = \xi \frac{J}{T^2}, \quad (3.35)$$

где  $\psi_1, \psi_2$  — амплитуды затухающих колебаний подвески, отстоящих во времени на период;  $J$  — момент инерции подвески относительно оси вращения;  $T$  — период свободных колебаний подвески.

Точно определить момент инерции подвески из-за ее сложной конфигурации трудно, поэтому  $M_{\text{кр}}$  находят, заменяя подвеску брусочками, эталонированными по моменту инерции. При этом измеряют период свободных колебаний подвески с брусочком  $T_1$  и без него  $T_2$ , а также соответственно величины

$$\xi_1 = 4\pi^2 + \ln^2 (\psi'_1 / \psi'_2) \quad \text{и} \quad \xi = 4\pi^2 + \ln^2 (\psi_1 / \psi_2).$$

Тогда

$$M_{\text{кр}} = \xi \xi_1 J_1 / (\xi T_1^2 - \xi_1 T_2^2), \quad (3.36)$$

где  $J_1$  — момент инерции бруска.

Коэффициент  $\mathcal{E}_k$  иногда называют электрическим калибровочным коэффициентом. Вся трудность его определения заключается в измерении градиента  $(dx'/d\psi + dx''/d\psi)$ . Методика измерения градиента состоит в следующем [16].

Собирают схему в соответствии с рис. 3.10. Поршень в боковом плече I двойного тройника устанавливают произвольно, отмечая его начальное положение  $x'_0$ . Перемещением поршня в плече II добиваются минимальных показаний индикатора в цепи детектора при начальном угловом положении системы  $\psi_0$ . Создавая угловое перемещение  $\Delta\psi = \psi - \psi_0$ , наблюдают увеличение показаний индикатора. Перемещая поршень в плече I до получения минимальных показаний индикатора, отмечают его новое положение  $x'$ . Определяют  $\Delta x' = x' - x'_0$ . Затем аналогичные измерения производят при начальном положении поршня в плече I, равном  $x''_0 = x'_0 + \lambda_B/4$ , и начальном угловом положении системы  $\psi_0$ . Определяют  $\Delta x'' = x'' - x''_0$ . Тогда искомый градиент будет  $(\Delta x' + \Delta x'')/\Delta\psi$ .

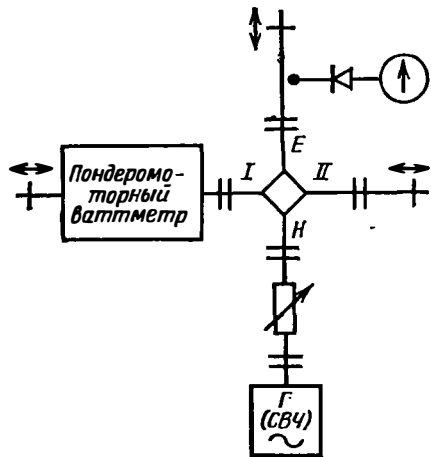


Рис. 3.10. Структурная схема калибровки пондеромоторного ваттметра.

Множитель  $\lambda/\lambda_B 2c = \sqrt{1 - (c/2fa)^2}/2c$  находят после измерения частоты и размера широкой стенки волновода. Нетрудно видеть, что коэффициент  $\mathcal{E}_H$  зависит от частоты. Это усложняет калибровку прибора в процессе его настройки и регулировки.

Ранее было сказано, что ваттметры проходящей мощности должны иметь входной импеданс, очень близкий к волновому сопротивлению линии передачи.

Только в этом случае отражения измеряемой мощности от входа прибора будут минимальными. На практике достигнуть коэффициента отражения от входа крутильного ваттметра равным нулю затруднительно. Входной импеданс прибора зависит как от угла поворота пластинок, так и от частоты, т. е.

$$\Gamma_B = \varphi(\psi, f). \quad (3.37)$$

Чтобы компенсировать неоднородность, создаваемую пластиной, в волновод устанавливают согласующие элементы, как показано на рис. 3.11. Тонкую металлическую пластину в волновод можно представить в виде реактивной емкостной проводимости

$$B_C = B_m \sin^2 \psi, \quad (3.38)$$

где  $B_m$  — проводимость пластины при  $\psi = 90^\circ$ .

Поскольку вращающий момент, действующий на пластину, пропорционален  $dB_C/d\psi$ , его максимального значения следует ожидать при  $\psi = 45^\circ$ . Пусть штыри, вводимые для компенсации, обладают

реактивной проводимостью  $B_L$ . Тогда нормированная проводимость, вносимая пластиной и штырями, будет

$$b_x = (B_m/Y_{0л}) \sin^2 \psi - B_L/Y_{0л} = b_C - b_L, \quad (3.39)$$

где  $Y_{0л}$  — характеристическая проводимость волновода;  $b_C$  — нормированная емкостная проводимость пластины;  $b_L$  — нормированная индуктивная проводимость штыря.

Отражения в волновод исчезают при компенсации, т. е. при выполнении условия

$$b_C = b_L = b_0 = B_L/Y_{0л} = (B_m/Y_{0л}) \sin^2 \psi, \quad (3.40)$$

где  $\psi$  — угол компенсации на частоте  $f_{ср}$  (согласующий угол).

При изменении частоты, т. е. при  $f = f_{ср} (1 \pm \Delta_n)$ , будут меняться соответственно емкостная и индуктивная реактивности, а следовательно, и согласующий угол. Зависимость согласующего угла от частоты приближенно может быть выражена уравнением

$$\psi'_0 = \arcsin \frac{\sin \psi_0}{\sqrt{2(1 \pm \Delta_n)^2 - 1}}. \quad (3.41)$$

Пондеромоторные ваттметры крутильного типа подобно зондовым устройствам обладают существенным недостатком, связанным с зависимостью их показаний от степени согласования нагрузки. Если допустить, что реактивность подвижных элементов скомпенсирована и не вносит отражений в линию передачи, то для пондеромоторных ваттметров можно применить выражения погрешности рассогласования, полученные при анализе зондовых устройств.

Расчет показывает, что при коэффициенте отражения нагрузки  $\Gamma_B = 0,05$  максимальное значение погрешности рассогласования составит:

- для однопластинчатого ваттметра более 10%,
- для двухпластинчатого ваттметра при работе на средней длине волны и расстоянии между пластинами, равном  $\lambda_{вср}/4$ , не более 0,5%;
- для трехпластинчатого ваттметра, когда вращающие моменты суммируются и относятся между собой как 1 : 2 : 1, расстояние между пластинами равно  $\lambda_{вср}/4$ , что идентично четырехзондовому устройству с нулевым смещением между вторым и третьим зондами, при работе на средней длине волны не более 0,5%.

При работе в полосе частот погрешность рассогласования двух- и трехпластинчатого ваттметров принимает большие значения. Так

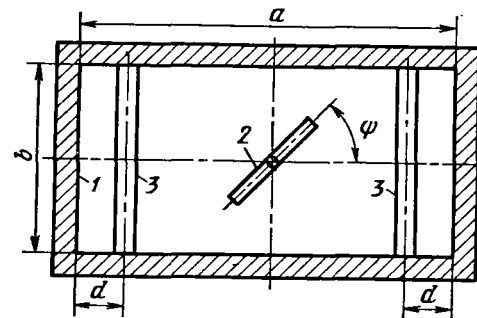


Рис. 3.11. Схема расположения пластины и согласующих штырей в прямоугольном волноводe:

1 — волновод; 2 — пластина; 3 — согласующие штыри.

как погрешность рассогласования на средней длине волны для двух- и трехпластинчатого ваттметров носит систематический характер и имеет только положительный знак, то ее можно учитывать, внося в результат измерений соответствующие поправки. Для уменьшения погрешности рассогласования при работе в полосе частот в некоторых конструкциях крутильных ваттметров предусмотрена перестройка расстояния между пластинками.

### 3.3.4. Особенности конструкции некоторых приборов

Рассмотрим функциональную схему пондеромоторного ваттметра СМП-4 — стационарной установки для метрологических исследований в трехсантиметровом диапазоне радиоволн (рис. 3.12). Особенность конструкции ваттметра заключается в том, что подвесная система выполнена в виде гантели с чувствительными элементами, укрепленными под углом  $\sim \pi/3$  на ее концах. В процессе измерения мощности подвесную систему устанавливают

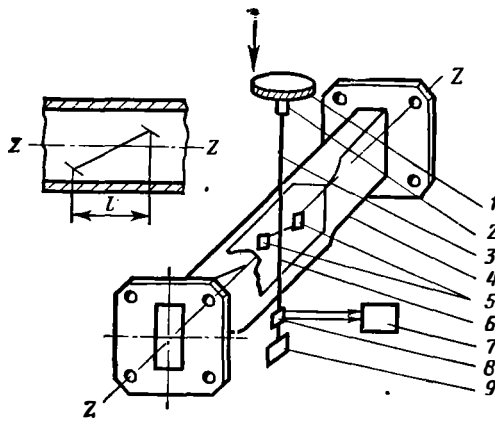


Рис. 3.12. Функциональная схема пондеромоторного ваттметра СМП-4:  
1 — оптический квадрант КО-10; 2 — держатель подвесной системы; 3 — нить; 4 — волноводная секция; 5 — чувствительные элементы (пластинки); 6 — диэлектрический стержень; 7 — автоколлиматор АК-30; 8 — зеркало; 9 — демпфер.

под таким углом к оси волновода  $\psi_n$ , при котором длина ее проекции на ось равняется  $\lambda_n/4$ . Это положение соответствует минимальному значению погрешности за счет рассогласования. Ваттметр позволяет измерять мощность от 0,1 до 1 Вт в диапазоне частот  $10 \text{ ГГц} \pm 5\%$  с погрешностью  $\pm 0,7\%$  при  $KCB \leq 1,05$ .

Пондеромоторный ваттметр для измерения мощностей больших уровней (рис. 3.13) отличается тем, что в неотклоняющаяся пластина помещена не по центру волновода, а в окне боковой стенки. Ваттметр позволяет измерять мощность до 1 кВт в диапазоне частот  $2,45 \pm 0,1 \text{ ГГц}$  с погрешностью  $\pm 4\%$ .

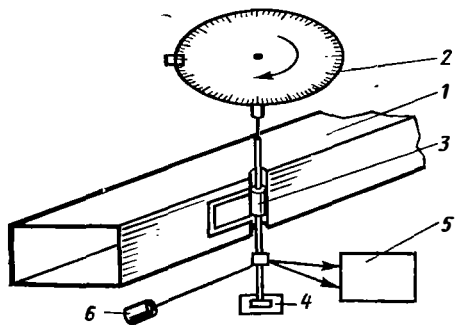


Рис. 3.13. Пондеромоторный ваттметр больших уровней мощности СВЧ:  
1 — волноводный блок; 2 — крутильная головка; 3 — подвесная система; 4 — арретирно-демпферное устройство; 5 — индикаторный блок; 6 — осветитель.

### 3.3.5. Возможности и достоинства метода

Пондеромоторный метод может быть применен вплоть до миллиметрового диапазона длин волн. Однако отдельные приборы имеют сравнительно узкий диапазон частот.

Метод позволяет измерять мощности от нескольких милливольт до сотен киловатт средней мощности. Погрешность измерения мощности при использовании крутильных ваттметров включает в себя следующие составляющие:

- погрешность механической калибровки  $\delta_1$ , обусловленную неточностью измерения удельного момента кручения нити; она определяется погрешностью измерения момента инерции бруска, погрешностью измерения амплитуд затухающих колебаний с бруском и без бруска при многократных измерениях, погрешностью измерения периода свободных колебаний с бруском и без бруска;
- погрешность  $\delta_2$  определения электрического калибровочного коэффициента; вычисляется по данным многократных измерений  $\Delta x'$ ,  $\Delta x''$ ,  $\Delta \psi$  при электрической калибровке;
- погрешность  $\delta_3$  определения угла закручивания нити подвеса;
- погрешность рассогласования или неисключенный остаток погрешности рассогласования  $\delta_{\text{расс}}$ .

Пользуясь выражением (2.15), можно показать, что при использовании соответствующих образцовых средств и методики калибровки достижимое значение погрешности метода измерений порядка  $0,7-1,5\%$  при  $\Gamma_n \leq 0,025$  ( $KCB \leq 1,05$ ). Более подробное изложение методики определения частных погрешностей можно найти в [16].

Кроме высокой точности метода, что позволяет применять пондеромоторные ваттметры в качестве образцовых средств, к их достоинствам следует отнести хорошую перегрузочную характеристику приборов. Приборы не выходят из строя при значительном превышении измеряемой мощности (чувствительные элементы при перегрузке устанавливаются в некоторое крайнее положение).

К недостаткам метода относится следующее. Пондеромоторные ваттметры обладают повышенной чувствительностью к вибрациям и тряске, обладают малой надежностью.

Необходимость тщательного согласования отрезка передающего тракта ваттметра влечет за собой повышенные требования к точности изготовления механической конструкции. Такие ваттметры узкополосны, их показания зависят от частоты. Пользование графиками частотных поправок при определении результатов измерений создает неудобства при эксплуатации. Рассматриваемый метод неприменим в жестких условиях эксплуатации.

### 3.4. МЕТОД, ОСНОВАННЫЙ НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЭФФЕКТА ХОЛЛА

Метод измерения мощности электромагнитного поля полупроводниковыми элементами Холла был впервые описан Барлоу [22].

Эффектом Холла называют явление возникновения поперечной разности потенциалов во всякой проводящей пластине, по которой

в продольном направлении протекает электрический ток, при помещении ее в магнитное поле, перпендикулярное к направлению тока (рис. 3.14). Эффект Холла, как и эффект изменения сопротивления в магнитном поле (эффект Гаусса), относится к так называемым гальваномагнитным явлениям, обусловленным взаимодействием магнитного поля с движущимися зарядами. Э. д. с. Холла прямо пропорциональна произведению величин тока и магнитного потока и обратно пропорциональна толщине элемента Холла:

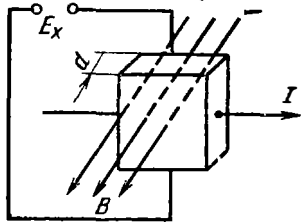


Рис. 3.14. К определению эффекта Холла в полупроводниках.

$$E_x = R_x IB/d, \quad (3.42)$$

где  $E_x$  — э. д. с. Холла, В;  $R_x$  — постоянная Холла,  $\text{Вм/А} \cdot \text{Т}$ ;  $I$  — ток, А;  $B$  — магнитная индукция, Т;  $d$  — размер образца в направлении магнитного поля (толщина), м.

При измерении СВЧ мощности элемент Холла располагают таким образом, чтобы электрическое поле электромагнитной волны создавало в нем ток, а магнитное поле было нормально поверхности элемента. Если фазовый сдвиг между током и магнитным полем в пластинке будет равен фазовому сдвигу на нагрузке, включенной на конце линии передачи, то усредненная величина э. д. с. Холла будет пропорциональна активной мощности, передаваемой по линии.

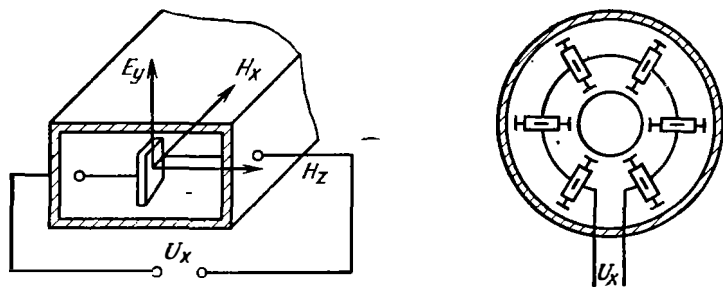


Рис. 3.15. Расположение элементов Холла в волноводном и коаксиальном трактах.

Применяя полупроводниковые элементы со сравнительно высокой подвижностью носителей тока, эффект Холла можно использовать для измерения СВЧ мощности в широком диапазоне частот. Размещение элементов Холла в коаксиальной и волноводной линии передач (рис. 3.15) различно. Последовательное включение нескольких элементов Холла в цепи индикации позволяет повысить чувствительность системы. Связь между токовыми выводами элемента и проводниками линии передачи емкостная. Это дает возможность согласовать элементы с линией передачи и обеспечить необходимый сдвиг между управляющим током и магнитным полем.

### 3.4.1. Связь между э. д. с. Холла и потоком мощности

Установим связь между возникающим полем Холла и величиной, характеризующей поток мощности в электромагнитном поле. Для этого используем элемент Холла (рис. 3.16) с геометрическими размерами  $d$ ,  $j$ ,  $l$ , намного меньшими длины волны. При этом вектор Умова—Пойнтинга  $\Pi_x$  пронизывает поперечное сечение элемента  $s = dl$ . Под действием электромагнитного поля ( $E_y$  и  $H_z$ ) заряды, движущиеся со средней скоростью  $v_y$ , отклоняются к боковой грани элемента. В результате накопления зарядов создается холловское электрическое поле

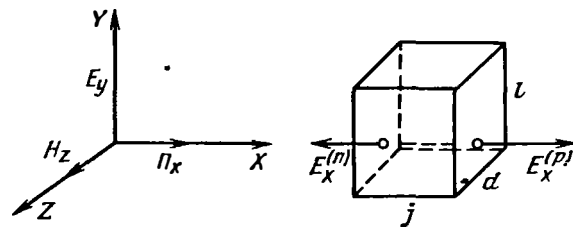


Рис. 3.16. Полупроводниковый элемент в электромагнитном поле.

$E_x$ . При равновесии, когда сила воздействия на заряды магнитной составляющей поля  $H_z$  и сила холловского поля равны, справедливо выражение

$$eE_x = e\mu v_y H_z = e\mu E_y H_z, \quad (3.43)$$

или

$$eE_x = e\mu \Pi_x, \quad E_x = \mu \Pi_x,$$

где  $e$  — заряд носителя, Кл;  $\mu$  — подвижность носителей,  $\text{м}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ ;  $\mu$  — магнитная проницаемость среды, Г/м.

Усредненная за период величина напряженности холловского поля составляет

$$E_{x \text{ ср}} = \mu \Pi_{x \text{ ср}}. \quad (3.44)$$

Поскольку при распространении электромагнитной волны в свободном пространстве сдвиг фаз между составляющими поля равен нулю, то

$$\Pi_{x \text{ ср}} = E_{0y} H_{0z}/2, \quad (3.45)$$

где  $E_{0y}$  и  $H_{0z}$  — амплитудные значения.

Таким образом, из уравнения (3.44) следует, что между плотностью потока энергии в данной точке электромагнитного поля (независимо от того, где распространяется энергия: в свободном пространстве или волноводе) и э. д. с. Холла на гранях полупроводникового элемента существует вполне определенная зависимость. Э. д. с. Холла пропорциональна вектору Пойнтинга и является мерой проходящей мощности. Так как произведение  $E_{0y} H_{0z}$  в любой точке идеальной

передающей линии является величиной постоянной, то элементы Холла, не искажающие электромагнитного поля, не реагируют на стоячую волну в линии передачи, и поэтому их можно устанавливать на любом расстоянии от нагрузки.

Элементы Холла могут быть как монолитными, так и пленочными. Подложкой для пленочных элементов должен быть материал с малой диэлектрической постоянной и малым тангенсом угла потерь. Размеры элементов обычно выбирают такими, чтобы ширина была в 2—3 раза меньше длины, а толщина 0,1—0,15 мм для монолитного и 1—10 мкм — для пленочного [26]. Контакты холловских электродов выполняют точечными. Они должны отвечать требованиям достаточной электрической и механической прочности без заметного снижения коэффициента преобразования (чувствительности). Чувствительность германиевых элементов составляет величину порядка 1—10 мкВ/Вт, элементов из сурьмянистого индия (InSb) — 3—7 мкВ/Вт [28].

Э. д. с. Холла существенно зависит от температуры. Эта зависимость объясняется изменением подвижности носителей тока в интервале температур. Поэтому применение элементов Холла невозможно без температурной компенсации или стабилизации. На выходных электродах элемента Холла, кроме э. д. с. Холла, образуются соизмеримые с ней термо-э. д. с. и напряжение за счет эффекта выпрямления [23], которые существенно влияют на погрешность измерения мощности.

#### 3.4.2. Возможности и достоинства метода

Максимально допускаемая мощность, передаваемая по волноводу при использовании элементов Холла, определяется максимально допустимым нагревом элемента, коэффициентом теплоотдачи и его геометрическими размерами в поперечном сечении. Для 3-сантиметрового диапазона при размерах элемента  $4 \times 0,15 \times 2$  мм<sup>3</sup>, расположенного в центре волновода, и нагреве его до 100° С максимально допустимая мощность непрерывных СВЧ колебаний равна 12 Вт (12 кВт импульсной мощности при скважности 1000). Инерционность эффекта очень мала, что позволяет использовать элементы Холла для измерения импульсной мощности. Показано, что инерционность носителей заряда сказывается на частотах свыше 40 ГГц [28].

Верхний предел измерения импульсной мощности ваттметра, как упоминалось, может быть увеличен расположением элемента вблизи одной из узких стенок волновода.

К достоинствам метода относится малая инерционность. Благодаря этому метод может быть применен как для измерения мощности СВЧ сигналов непрерывной генерации, так и для импульсной мощности в диапазоне частот до десятков гигагерц. Кроме того, элемент Холла обеспечивает измерение мощности, рассеиваемой в нагрузке (проходящей мощности), независимо от ее рассогласования.

Недостатки метода — низкая чувствительность, малая точность, зависимость от температурных воздействий; малый динамический диапазон. Из-за указанных недостатков метод пока не нашел практической

реализации в серийных приборах. Возможно, что с появлением новых полупроводниковых материалов и совершенствованием технологии получения омических (невыпрямляющих) контактов метод найдет более широкое применение.

#### 3.5. МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ С НАПРАВЛЕННЫМИ ОТВЕТВИТЕЛЯМИ

Для измерения проходящей мощности могут быть использованы ваттметры поглощаемой мощности, включаемые во вторичный канал направленных ответвителей. Тип ваттметра поглощаемой мощности и

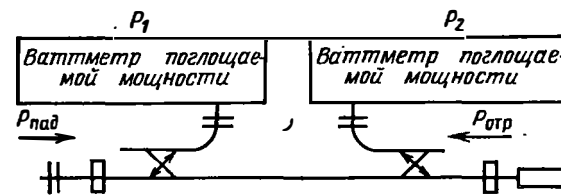


Рис. 3.17. Структурная схема измерения проходящей мощности с помощью двунаправленного ответвителя и ваттметров поглощаемой мощности.

характеристики направленного ответвителя выбирают исходя из диапазона рабочих частот и уровня измеряемых мощностей. При этом

$$P_{прох} = P_{пад} - P_{отр} = P_1/K'_{пер} - P_2/K''_{пер}, \quad (3.46)$$

где  $P_1, P_2$  — мощности, измеренные ваттметром поглощаемой мощности, пропорциональные падающей и отраженной мощностям соответственно;  $K'_{пер}, K''_{пер}$  — коэффициенты передачи двунаправленного ответвителя (рис. 3.17).

Если ответвитель содержит поворачивающийся направленный элемент связи, то

$$K'_{пер} \approx K''_{пер} = K_{пер}, \quad P_{прох} = (P_1 - P_2)/K_{пер}. \quad (3.47)$$

При нагрузках с небольшим коэффициентом отражения и при невысоких требованиях к точности иногда ограничиваются измерением только падающей мощности, используя однонаправленные ответвители. Например, при нагрузке с коэффициентом отражения 0,1 ( $K_{св} = 1,2$ ) разница между падающей и проходящей мощностью не превышает 1%, т. е.

$$P_{прох} \approx P_{пад} = P_1/K_{пер}. \quad (3.48)$$

Структурная схема ваттметра с прямым отсчетом проходящей мощности, содержащего автоматическое устройство вычитания выходных сигналов приемных преобразователей диодного или термоэлектрического типа, приведена на рис. 3.18.

В [19] описан комбинированный пюндеромоторный ваттметр для прямого измерения проходящей мощности (рис. 3.19). Использо-

вание двухнаправленного ответвителя позволяет разместить одну подвесную систему с чувствительными элементами в каналах падающей и отраженной мощности. Чувствительные элементы укреплены на общем стержне и установлены таким образом, что вращающие мо-



Рис. 3.18. Структурная схема прямопоказывающего ваттметра проходящей мощности.

менты  $M_1$  и  $M_2$  действуют на подвижную систему в противоположных направлениях. При таком включении результирующий вращающий момент пропорционален проходящей мощности. Комбинированный пондеромоторный ваттметр отличается от обычного меньшей погрешностью рассогласования, так как нагрузки во вторичных каналах могут быть согласованы с высокой точностью.

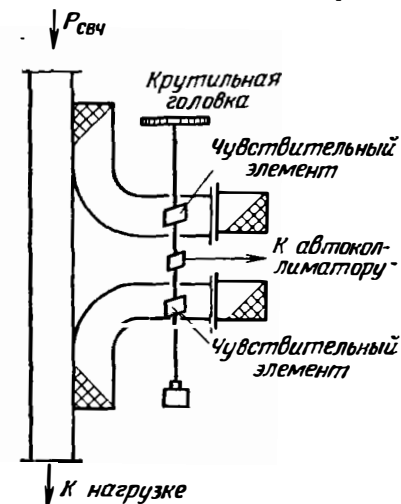


Рис. 3.19. Упрощенная конструкция комбинированного пондеромоторного ваттметра.

Погрешность измерения определяется следующими основными составляющими:

- погрешностью аттестации направленного ответвителя по коэффициенту передачи  $\delta_1$ ;
- погрешностью, обусловленной частотной зависимостью коэффициента передачи направленного ответвителя в полосе частот,  $\delta_2$ ;
- погрешностью ваттметра поглощаемой мощности  $\delta_3$ ;

— погрешностью, обусловленной рассогласованием:  $\delta_{\text{расс}} = \delta'_{\text{расс}} + \delta''_{\text{расс}}$ , где  $\delta'_{\text{расс}} = 2|\Gamma_{\text{в}}|_{\text{макс}}|\Gamma_{\text{н}}|_{\text{макс}}$ ,  $\delta''_{\text{расс}} = 2|\Gamma_{\text{в}}|_{\text{макс}}|\Gamma_2|_{\text{макс}} + 2|\Gamma_{\text{н}}|_{\text{макс}}|\Gamma_1|_{\text{макс}}$  — максимальные значения модулей эффективного коэффициента отражения направленного ответвителя, коэффициентов отражения нагрузки, ваттметра и выхода вторичного тракта направленного ответвителя.

Используя выражение (2.15), можно показать, что при  $|\Gamma_{\text{в}}|_{\text{макс}} = 0,2$ ,  $|\Gamma_{\text{н}}|_{\text{макс}} = 0,2$ ,  $|\Gamma_1|_{\text{макс}} = 0,2$ ,  $|\Gamma_2|_{\text{макс}} = 0,13$ ,  $\delta_1 = \pm 7\%$ ,  $\delta_2 = \pm 5\%$  в полосе  $\pm 5\%$  максимальное значение погрешности измерения проходящей мощности составит 20—25%.

К достоинствам метода следует отнести: возможность применения ваттметров поглощаемой мощности малого уровня для измерения больших мощностей, а также поэлементной проверки отдельных приборов (узлов) на малых уровнях мощности.

Недостатки метода: большая погрешность измерений, которая существенно зависит от КСВ нагрузки, направленности и точности аттестации переходного ослабления направленного ответвителя; необходимость пользования графиками поправок при измерениях в полосе частот.

Метод принципиально применим во всем диапазоне СВЧ вплоть до миллиметровых длин волн. Однако отдельные типы ваттметров имеют ограниченный диапазон частот, определяемый диапазоном направленных ответвителей. При использовании ваттметров поглощаемой мощности малого уровня и направленных ответвителей с коэффициентом передачи 20—70 дБ метод позволяет измерять проходящие мощности от нескольких сотен микроватт до 100 кВт. Верхний предел измеряемой мощности определяется качеством экранировки преобразователя и ваттметра от внешних полей.

Как известно, импульсную мощность можно определять исходя из измеренного значения средней мощности и скважности импульсов, огибающая которых имеет прямоугольную форму. Однако такая методика является неприемлемой, если скважность импульсов непостоянна.

В этом случае применяют методы непосредственного измерения импульсной (пиковой) мощности. Среди них самым распространенным и наиболее простым является метод пикового детектора. Другие методы, описываемые в этой главе, используют в основном при научных исследованиях и в образцовой аппаратуре.

#### 4.1. МЕТОД ПИКОВОГО ДЕТЕКТОРА (ВОЛЬТМЕТРА)

Сущность метода заключается в измерении напряжения сигнала на выходе пикового детектора, которое пропорционально импульсной мощности, подводимой к детектору. Детектор считают пиковым, если напряжение протектированного сигнала пропорционально амплитуде СВЧ импульса.

Рассмотрим простейшую схему пикового детектора (рис. 4.1). В этой схеме сопротивление нагрузки детектора  $R_n$  выбирают на несколько порядков больше внутреннего сопротивления диода. Однако и при высокоомной нагрузке нельзя получить пиковый детектор, если скважность импульсов большая. Используя отношение, решаемое графоаналитическим путем,

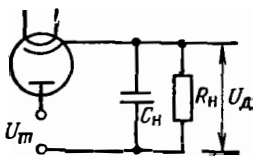


Рис. 4.1. Простейшая схема пикового детектора.

$$\operatorname{tg} \varphi_{\text{от}} - \varphi_{\text{от}} = \pi R_i / F_n \tau_n R_n, \quad (4.1)$$

где  $\varphi_{\text{от}}$  — угол отсечки;  $F_n$  — частота следования импульсов;  $\tau_n$  — длительность импульсов;

$R_i$  — внутреннее сопротивление диода;  $R_n$  — сопротивление нагрузки детектора, можно приближенно оценить коэффициент передачи ( $K_{\text{пер}} = \cos \varphi_{\text{от}}$ ).

Так, при  $R_n = 50 \text{ МОм}$ ,  $R_i = 500 \text{ Ом}$  (для диода 6Д13Д) коэффициент передачи составит: 0,98 при скважности  $1/F_n \tau_n = 100$  и 0,90 при скважности 1000.

Аналогичные результаты получаются при расчете погрешности измерения амплитуды напряжения радиоимпульса по формуле

$$\delta = -\sqrt{(9\pi^2/8) (R_i/F_n \tau_n R_n)^2} \quad (4.2)$$

при условии, что обратное сопротивление диода намного больше сопротивления нагрузки [2], т. е.  $\delta = -2,2\%$  при скважности 100 и  $\delta = -10,4\%$  при скважности 1000.

Таким образом, схеме детектора (рис. 4.1) присуща существенная зависимость показаний от скважности импульсов при постоянстве уровня сигнала, подводимого к детектору. Указанный недостаток можно в значительной степени уменьшить, применив схему автокомпенсационного вольтметра.

Приведем наиболее распространенную функциональную схему диодного автокомпенсационного вольтметра (рис. 4.2). Поступающий на вход схемы импульсный СВЧ сигнал с амплитудой  $U_m$  образует

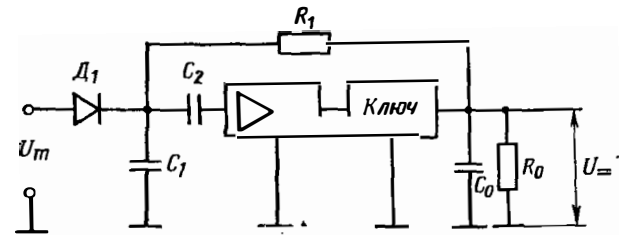


Рис. 4.2. Функциональная схема диодного автокомпенсационного вольтметра.

на нагрузку диода  $D_1$  импульсы, которые, усиливаясь, открывают ключ, обеспечивая при этом ступенчатый заряд конденсатора  $C_0$  постоянным напряжением  $U_{==}$ . Одновременно по цепи обратной связи через резистор  $R_1$  напряжение заряда конденсатора в качестве компенсирующего подается на диод  $D_1$ , выполняющий функцию дискриминатора. Это напряжение сравнивается с амплитудными значениями измеряемого сигнала. После прихода  $n$ -го импульса величина компенсирующего напряжения становится равной амплитуде измеряемого сигнала или больше нее и диод  $D_1$  запирается. Начинается разряд конденсатора  $C_0$  и продолжается до тех пор, пока диод не откроется вновь. Таким образом, напряжение  $U_{==}$  будет колебаться вблизи значения  $U_m$ , причем величина отклонений определяется чувствительностью схемы и параметрами сигнала. Среднее значение  $U_{==}$ , близкое к  $U_m$ , измеряется вольтметром постоянного тока, отсчетный прибор которого отградуирован в единицах мощности.

##### 4.1.1. Возможности и достоинства метода

Метод пикового детектора применим до 2—2,5 ГГц при использовании вакуумных диодов и до 18 ГГц — полупроводниковых диодов. Ограничение диапазона частот сверху обусловлено большими значениями частотных погрешностей, которые теоретически учесть невозможно. Градуировка прибора на частотах, близких к предельным, малоэффективна из-за большого разброса характеристик диодов; при замене диодов градуировку нужно проводить вновь.

Динамический диапазон, так же, как и частотный, зависит от характеристик применяемых диодов. При построении детектора на полупроводниковых диодах, работающих в квадратичном режиме, дина-



мический диапазон составляет порядка 20 дБ (от единиц и долей до десятков микроватт) для случая ламповых диодов (в линейном режиме) — от десятых долей ватта до 200 Вт. Применяя внешние делители, верхний предел можно увеличить до 500—1000 кВт.

Максимальная погрешность метода при автокомпенсационной схеме определяется следующими составляющими:

— максимальным значением частотной погрешности детекторного приемного преобразователя  $\delta_1$  (при калибровке ваттметра с помощью образцовых средств за частотную погрешность принимают погрешность определения поправочных коэффициентов; в зависимости от применяемой образцовой аппаратуры максимальная относительная погрешность  $\delta_1$  обычно составляет  $\pm (6-10)\%$ );

— максимальной погрешностью, обусловленной чувствительностью усилителя,  $\delta_2$  (на практике эта погрешность обычно сказывается при малых уровнях измеряемых сигналов; в остальном участке динамического диапазона прибора ею можно пренебречь);

— максимальной погрешностью, вызванной нелинейными свойствами детектора,  $\delta_3$  (при использовании ламповых высокочастотных диодов 6Д13Д эта погрешность составляет 2—3% при амплитуде измеряемых импульсов от 2 до 10 В; при увеличении амплитуды сигнала эта погрешность уменьшается);

— максимальной погрешностью из-за изменения длительности и частоты следования импульсов  $\delta_4$  (может достигать 2—3% при частотах следования от 100 Гц до 10 кГц и длительности импульсов более 1 мкс);

— максимальной погрешностью измерения компенсирующего напряжения постоянного тока  $\delta_5$  (может принимать значения от 1 до 3% при использовании обычных стрелочных индикаторов и пренебрежимо мала при использовании цифрового отсчета);

— максимальной погрешностью рассогласования  $\delta_{\text{расс}}$ . Поскольку ваттметры калибруют по образцовому прибору, данная погрешность составит

$$\delta_{\text{расс}} = \pm 2 |\Gamma_{\text{г}}| |\Gamma_{\text{в}}|. \quad (4.3)$$

Пользуясь выражением (2.15), можно показать, что максимальная погрешность измерения импульсной мощности методом вольтметра составит:  $\delta_{\text{макс}} = 8 \dots 12\%$  без учета погрешности рассогласования,  $\delta_{\text{макс}} = 17 \dots 20\%$  с учетом погрешности рассогласования (при  $\Gamma_{\text{г}} = 0,33$ ;  $\Gamma_{\text{в}} = 0,2$ ). Если динамический диапазон расширяют с помощью внешних делителей, погрешность измерения в случае поэлементной калибровки прибора соответственно возрастает.

Методу пикового детектора свойственна специфическая дополнительная погрешность, обусловленная наличием гармонических составляющих в спектре сигнала. Влияние этой погрешности рассмотрено в гл. 2.

К достоинствам метода относится его простота и высокая надежность. Недостатками являются: низкая точность измерения мощности; ограниченный сверху диапазон рабочих частот; зависимость показаний прибора от величины гармонических составляющих в измеряемом сигнале.

#### 4.1.2. Приборы, основанные на методе пикового детектора

Прибор МЗ-3А (рис. 4.3) предназначен для измерения импульсной мощности и мощности сигналов непрерывной генерации в коаксиальных трактах. Одним из его основных узлов является приемный преобразователь, включающий в себя согласованное нагрузочное

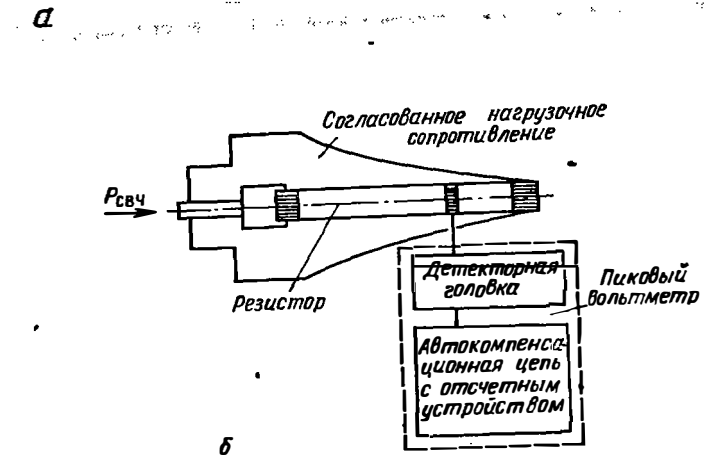
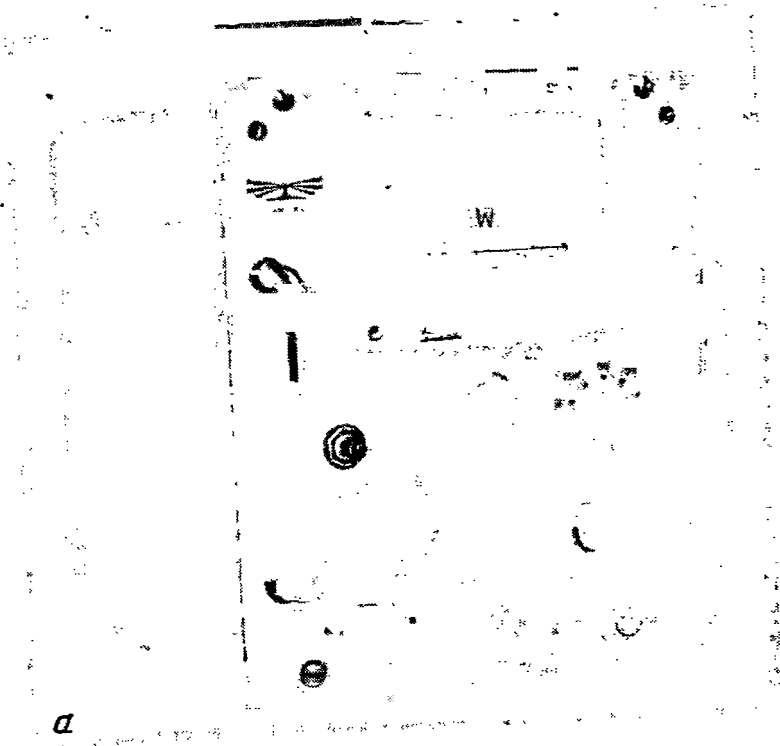


Рис. 4.3. Общий вид (а) и функциональная схема (б) ваттметра МЗ-3А.

сопротивление (рис. 4.3, б) и детекторную головку, присоединенную к некоторой части нагрузочного сопротивления (делителю). Напряжение высокой частоты на выходе делителя, пропорциональное подводимой к прибору мощности, измеряется пиковым вольтметром, собранным по автокомпенсационной схеме. В схеме детектора применен высокочастотный диод 6Д13Д.

При измерении мощности непрерывных колебаний индикаторная часть прибора упрощается. С помощью переключателя пиковый вольтметр превращается в обычный диодно-конденсаторный вольтметр с усилителем постоянного тока. К прибору прилагается график поправок, учитывающий амплитудные и частотные свойства прибора. Аналогичную схему имеет прибор МЗ-5А.

Основные характеристики приборов МЗ-3А, МЗ-5А приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Наименование характеристики	Характеристики	
	МЗ-3А	МЗ-5А
Диапазон частот, ГГц	0,03—1,2	0,03—1,0
Пределы измерения, Вт	0,25—15 (среднее значение) 50—5·10 <sup>3</sup> (в импульсе)	500—500·10 <sup>3</sup> (в импульсе)
Входное сопротивление, Ом	75	75
КСВ входа	1,15—1,4	1,3
Погрешность, %	15—30	30

#### 4.2. ИНТЕГРАЛЬНО-ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ МЕТОД

В литературе иногда этот метод называют «бареттерным». Структурная схема прибора, основанного на интегрально-дифференциальном методе, приведена на рис. 4.4.

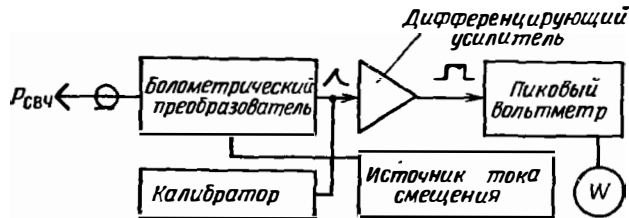


Рис. 4.4. Структурная схема болометрического импульсного ваттметра.

Ваттметр работает следующим образом. При воздействии импульса СВЧ мощности на болометр приемного преобразователя его сопро-

тивление изменяется во времени в соответствии с выражением

$$\Delta R_{t^0} = \Delta R_{t^0_{\text{макс}}} (1 - e^{-t/\tau_0}), \quad (4.4)$$

где  $\Delta R_{t^0_{\text{макс}}}$  — максимальное изменение сопротивления болометра в установившемся режиме при подаче мощности сигнала непрерывной генерации, равной пиковой мощности;  $\tau_0$  — тепловая постоянная времени болометра.

Если длительность импульса намного меньше тепловой постоянной времени болометра, то сопротивление болометра в течение импульса изменяется практически линейно, т. е.

$$\Delta R_{t^0} = \Delta R_{t^0_{\text{макс}}} t / \tau_0. \quad (4.5)$$

Таким образом, болометр ведет себя в данном случае как идеально интегрирующая система.

За счет протекающего через болометр тока смещения при воздействии на него импульсной мощности на выходе преобразователя образуются пилообразные видеоимпульсы (рис. 4.5). Угол наклона прямой  $\Delta U_{R_{t^0}}$  к оси абсцисс определяется импульсной мощностью, током смещения, чувствительностью и постоянной времени болометра. Пилообразные видеоимпульсы поступают на вход дифференцирующего усилителя, где они преобразуются в импульсы прямоугольной формы, повторяющие огибающую высокочастотного импульса.

Амплитуда видеоимпульсов, пропорциональная импульсной мощности, измеряется пиковым вольтметром, шкала которого проградуирована непосредственно в единицах импульсной мощности.

Для исключения погрешности ваттметра за счет неидентичности болометров и изменения параметров устройства индикации, в приборе предусмотрена калибровка, для чего служит встроенный калибратор, представляющий собой генератор высокочастотных импульсов с фиксированным значением амплитуды и длительности. Уровень мощности сигнала калибровки контролируется с помощью пикового вольтметра. Ввиду того, что постоянная времени используемых болометрических преобразователей мала, они чувствительны к перегрузкам.

Приборы, в основу которых положен интегрально-дифференциальный метод, позволяют измерять импульсную мощность от 10 мВт до 1 Вт с погрешностью 10—15% в диапазоне частот 0,1—10 ГГц.

Достоинством метода является прямой отсчет импульсной мощности. К недостаткам можно отнести: сравнительно невысокую точность (10—15%); малый динамический диапазон 15—20 дБ; повышенную чувствительность болометрического преобразователя к перегрузкам.

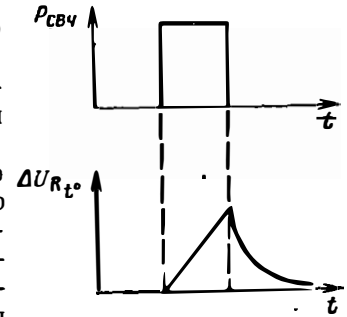


Рис. 4.5. Форма импульса на входе и выходе болометрического преобразователя.

### 4.3. ИЗМЕРЕНИЕ СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ МОЩНОСТИ И РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНОЙ ПО ИЗВЕСТНОЙ СКВАЖНОСТИ

Импульсную (пиковую) мощность можно определить, измеряя среднее значение мощности, ширину импульсов и частоту повторения для данного метода. Характерны две разновидности структурных схем измерений [6].

Рассмотрим первую из них (рис. 4.6, а). С помощью ответвителя и подключенной к его вторичному плечу детекторной головки выпрямленный сигнал подается на осциллограф для определения длительности и частоты следования импульсов. Ваттметр измеряет среднее значение СВЧ мощности.

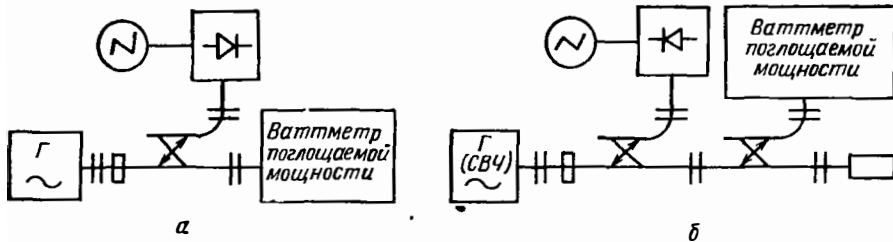


Рис. 4.6. Структурные схемы для измерения средней мощности и параметров импульсов.

Импульсную мощность определяют по формуле

$$P_{\text{и}} = P_{\text{ср}} / F_{\text{и}} \tau_{\text{и}}. \quad (4.6)$$

Погрешность метода при такой схеме включает следующие составляющие:

- погрешность измерения среднего значения мощности, определяемую классом ваттметра поглощаемой мощности; в зависимости от типа ваттметра может составлять  $\pm(4-10)\%$ ;

- погрешность измерения длительности импульсов; при осциллографическом измерителе временных интервалов типа И2-17 может лежать в пределах  $\pm(1-2)\%$ ;

- погрешность измерения частоты следования импульсов; используя недорогостоящие приборы, измерение частоты следования импульсов можно обеспечить с погрешностью  $\pm(1-2)\%$ .

Согласно формуле (2.15) погрешность определения импульсной мощности при огибающей импульса прямоугольной формы и постоянной скважности без учета погрешности рассогласования составит  $\pm(5-11)\%$ .

Границы диапазона частот в каждом отдельном случае определяются типом ваттметра поглощаемой мощности. Метод применим в диапазоне от метровых до миллиметровых длин волн. Пределы измерений также определяются типом применяемого ваттметра поглощаемой мощности. Динамический диапазон — от долей милливатт до сотен киловатт импульсной мощности.

Вторая разновидность схемы для данного метода измерения (рис. 4.6, б) отличается тем, что ваттметр поглощаемой мощности включен в боковое плечо ответвителя. Импульсная мощность падающей волны в этом случае определяется по формуле

$$P_{\text{и}} = P_{\text{ср}} / (F_{\text{и}} \tau_{\text{и}} \cdot 10^{-K_{\text{дб}}/10}), \quad (4.7)$$

где  $K_{\text{дб}}$  — коэффициент передачи направленного ответвителя, дБ.

Погрешность данной разновидности метода измерения импульсной мощности больше и состоит из следующих частных составляющих:

- погрешности измерения среднего значения мощности ваттметром поглощаемой мощности;

- погрешности измерения длительности импульсов;

- погрешности измерения частоты следования импульсов;

- погрешности определения коэффициента передачи направленного ответвителя. При измерении коэффициента передачи с помощью установок Д1-3, ДК1-6 обеспечивается погрешность порядка  $\pm(0,2-0,3)$  дБ для значений коэффициента передачи до 50—60 дБ. Таким образом, увеличение погрешности измерения обусловлено применением направленного ответвителя.

Рассматриваемый метод измерения применим в диапазоне от метровых до миллиметровых длин волн. Вторая разновидность метода обеспечивает измерение более высоких уровней мощности, чем первая. Пределы измерений ограничиваются характеристиками ваттметров поглощаемой мощности, мощностью рассеяния нагрузки и электрической прочностью передающей линии. Погрешности обеих разновидностей метода увеличиваются, если форма импульсов отличается от прямоугольной.

К достоинствам метода относятся: возможность измерения высоких уровней импульсной мощности и применимость в широком диапазоне частот. Недостатками являются: отсутствие прямого отсчета; неприменимость для случаев переменной скважности; необходимость точно определять параметры импульсов; сравнительно большое время измерений.

### 4.4. МЕТОДЫ СРАВНЕНИЯ С ОПОРНЫМ СИГНАЛОМ

Существует несколько разновидностей метода [6]: сравнение с опорным СВЧ сигналом непрерывной генерации; сравнение с опорным СВЧ сигналом непрерывной генерации с провалом на время действия СВЧ импульса (метод «щели»); сравнение «вырезов» или метод проб. Все они основаны на сравнении импульсного СВЧ сигнала (или «вырезанной» части импульсного СВЧ сигнала) с опорным сигналом. В качестве опорного соответственно принимают СВЧ сигнал непрерывной генерации, сигнал непрерывной генерации с «провалом» на время действия СВЧ импульса или «вырезанную» часть СВЧ сигнала непрерывной генерации, равную по длительности «вырезанной» части импульсного сигнала.

Сравнение производится с помощью детекторной головки и наблюдается на осциллографе. При этом частоты несущей СВЧ импульсного сигнала и сигнала непрерывной генерации должны быть равны, чтобы гарантировалось постоянство коэффициента передачи детекторной головки при приеме обоих сигналов.

#### 4.4.1. Метод сравнения с опорным СВЧ сигналом непрерывной генерации

Иногда в литературе этот метод называют методом прямого измерения импульсной мощности, хотя, как будет показано, прямой отсчет импульсной мощности невозможен. Сущность метода поясняется структурной схемой, приведенной на рис. 4.7.

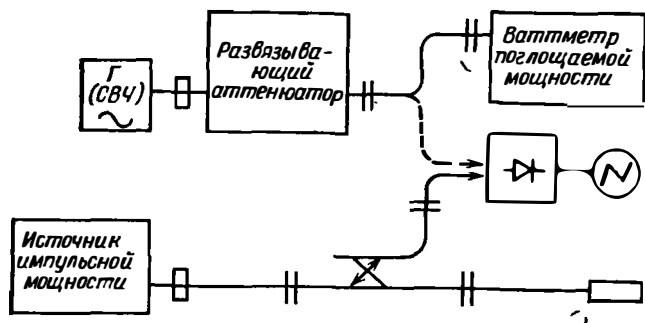


Рис. 4.7. Структурная схема устройства для измерения импульсной мощности методом сравнения с опорным сигналом НГ без «прывала».

На вход детекторной головки осциллографического индикатора подается поочередно мощность от источника импульсной мощности и СВЧ генератора, работающего в режиме НГ. При этом регулировкой выходной мощности генератора НГ устанавливают равенство сигналов на осциллографе. После этого измеряют мощность сигнала НГ на выходе развязывающего аттенуатора.

Мощность на выходе источника рассчитывают по формуле

$$P_{и} = P_{в} / K_{пер}, \quad (4.8)$$

где  $P_{в}$  — мощность сигнала НГ, измеренная ваттметром;

$$K_{пер} = P_2 / P_{пад} \quad (4.9)$$

— коэффициент передачи направленного ответвителя;  $P_2$  — мощность, ответвляемая во вторичный канал направленного ответвителя;  $P_{пад}$  — падающая мощность на выходе основного канала направленного ответвителя.

Погрешность метода состоит из следующих составляющих:

— погрешности измерения мощности сигнала НГ; в зависимости от типа ваттметра может быть равна  $\pm(4-6)\%$ ;

— погрешности сравнения уровня постоянной составляющей протектированного сигнала НГ с амплитудой импульсного сигнала по осциллографу, которая не превышает  $\pm(1,0-1,5)\%$ ;

— погрешности определения коэффициента передачи направленного ответвителя; при измерении коэффициента передачи с помощью установок Д1-3, ДК1-6 обеспечивается погрешность порядка  $\pm(4-7)\%$  для значений коэффициента передачи до 50—60 дБ;

— погрешности, обусловленной перестыковкой соединительных разъемов (или погрешность за счет переключателя) — около 1%.

Таким образом, погрешность метода без учета погрешности согласования составит  $\pm(5-8)\%$ .

Метод применим в диапазоне от метровых до миллиметровых длин волн. Динамический диапазон — от единиц милливольт до сотен киловольт. Достоинства метода состоят в сравнительно высокой точности измерения и применимости при любых скважностях. Его недостатки: отсутствие прямого отсчета и необходимость применения специальных приборов.

#### 4.4.2. Метод «щепи»

Сущность метода заключается в следующем. Амплитуду ослабленного импульсного СВЧ сигнала сравнивают с амплитудой сигнала от стробированного генератора СВЧ мощности по осциллографу

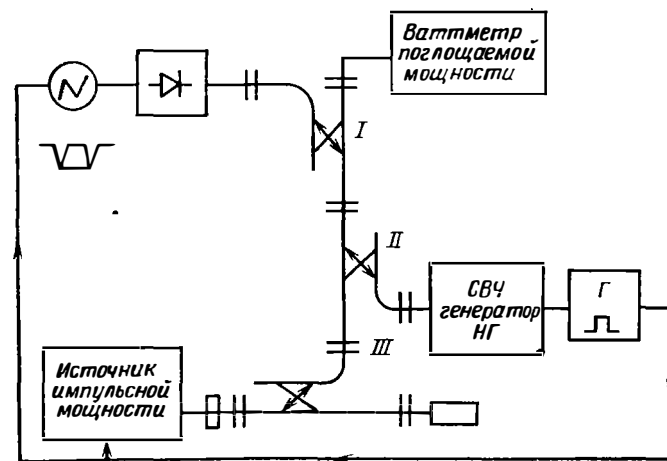


Рис. 4.8. Структурная схема устройства для измерения импульсной мощности методом «щепи».

(рис. 4.8). Мощность сигнала НГ, прерываемого на время действия радиопульса, измеряют ваттметром поглощаемой мощности.

Импульсную мощность рассчитывают по формуле

$$P_{и} = P'_{в} / K_{пер}, \quad (4.10)$$

где  $P'_в$  — мощность сигнала НГ (с «провалом»), измеренная ваттметром поглощаемой мощности;  $K_{пер}$  — коэффициент передачи направленного ответвителя II.

Схемой управляет генератор видеоимпульсов. Одновременно с синхроимпульсом, запускающим источник импульсной мощности, подается запирающий импульс, срывающий колебания СВЧ генератора НГ. По окончании синхроимпульса СВЧ генератор НГ возвращается в режим непрерывной генерации. Через направленные ответвители III, II, I сигналы от источника импульсной мощности и СВЧ генератора поступают на детекторную головку осциллографа. На рис. 4.8 показана примерная осциллограмма протестированного сигнала, поступающего на вход осциллографа. Показания ваттметра поглощаемой мощности фиксируются в момент, когда амплитуды сигналов от СВЧ генератора и от источника импульсной мощности становятся равными (выравнивание осуществляется изменяя уровень выходной мощности СВЧ генератора НГ).

Приведенный метод применяют в тех случаях, когда скважность импульсов достаточно велика и срыв СВЧ генератора НГ на время действия импульса мало сказывается на величине средней мощности. В отличие от схемы, приведенной на рис. 4.7, в данном случае не требуется переключения каналов СВЧ.

Составляющие погрешности метода те же, что и для метода сравнения с опорным уровнем сигнала непрерывной генерации без провала, за исключением погрешности СВЧ переключателя.

Метод применим в диапазоне от метровых до миллиметровых длин волн. Динамический диапазон — от единиц милливольт до сотен киловольт. Достоинство метода — сравнительно высокая точность измерений. Недостатки — отсутствие прямого отсчета; громоздкость и необходимость использования сложной аппаратуры.

#### 4.4.3. Метод проб

Этот метод отличается от предыдущих методов сравнения тем, что позволяет исследовать СВЧ импульсный сигнал в любой части его длительности. Наибольшая погрешность метода не превышает 3—5%. Метод громоздкий и требует специальной аппаратуры.

#### 4.5. МЕТОД, ОСНОВАННЫЙ НА ИЗМЕНЕНИИ СОПРОТИВЛЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПОД ДЕЙСТВИЕМ СВЧ ПОЛЯ

Известно, что в полупроводниках в отсутствие электрического поля электроны и дырки совершают хаотическое движение. Сталкиваясь с кристаллической решеткой, электроны и дырки изменяют не только направление своего движения, но и скорость. Изменение скорости обуславливается изменением энергии, которая в одном случае отдается решетке, а в другом случае воспринимается от нее. Однако средняя скорость электронов сохраняется неизменной, если температурные условия, в которых находится полупроводник, неизменны.

По-иному обстоит дело, если поместить полупроводник в электрическое поле [9]. В этом случае на хаотическую траекторию движения электронов будет накладываться составляющая упорядоченного движения и подвижность электронов будет определяться следующим выражением:

$$u = (e/m_0) [l(v_T + v_D)], \quad (4.11)$$

где  $e$  — заряд электрона;  $m_0$  — масса электрона;  $l$  — длина свободного пробега;  $v_T$  — тепловая скорость электронов;  $v_D$  — дрейфовая скорость электронов.

Из выражения (4.11) видно, что подвижность существенно изменяется, если дрейфовая составляющая скорости  $v_D$  становится сравни-

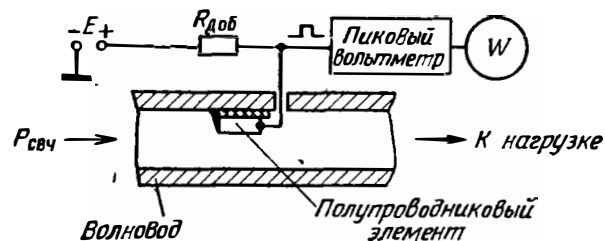


Рис. 4.9. Схема устройства для измерения импульсной мощности с использованием полупроводниковых элементов.

мой с тепловой скоростью. Происходит это в сильных электрических полях. Электрическое поле, воздействуя на электроны проводимости в полупроводниках, увеличивает их кинетическую энергию. При этом направленное действие поля не приводит к упорядоченному движению электронов. Электроны, соударяясь с так называемыми «центрами рассеяния», изменяют направление своего движения практически без уменьшения приобретенной скорости. Таким образом, при наложении электрического поля увеличивается средняя хаотическая скорость электронов, что эквивалентно повышению их температуры относительно температуры решетки.

Описанное явление называют разогревом электронов. Результатом разогрева электронов является уменьшение их подвижности, а значит, и проводимости.

Схема устройства для измерения импульсной мощности, в которой используется явление разогрева электронов под действием СВЧ поля, может иметь вид, показанный на рис. 4.9. Уменьшение подвижности электронов в полупроводниковом элементе, включенном в цепь постоянного тока, при поступлении импульса СВЧ приводит к образованию видеоимпульса на полупроводниковом элементе. Амплитуду видеоимпульса, пропорциональную импульсной мощности, измеряет пиковый вольтметр, откалиброванный в единицах мощности.

Достоинства метода — простота конструкции; малая инерционность, порядка  $10^{-11}$ — $10^{-12}$  с; пригодность для измерения проходящей импульсной мощности.

Недостатками метода являются следующие:

— малая чувствительность, сопротивление полупроводникового элемента заметно изменяется при напряженности СВЧ поля более 1000 В/см;

— малый динамический диапазон (10—15 дБ) в линейном участке характеристики; нижний предел 1—5 кВт; верхний предел ограничивается нагревом полупроводникового элемента поглощаемой в нем мощностью;

— неравномерность частотной характеристики;

— значительная температурная зависимость;

— зависимость результатов измерений от коэффициента отражения нагрузки;

— необходимость калибровки на СВЧ по образцовому прибору;

— наличие мешающих эффектов, таких, как э. д. с. Холла, термо-э. д. с. и др.

Перечисленные недостатки метода затрудняют его

#### 4.6. МЕТОД, ОСНОВАННЫЙ НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЭФФЕКТА ОБРАЗОВАНИЯ ТЕРМО-Э. Д. С. «ГОРЯЧИХ» НОСИТЕЛЕЙ ТОКА В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЭЛЕМЕНТАХ ПОД ДЕЙСТВИЕМ СВЧ ПОЛЯ

Как уже указывалось, в полупроводниковых элементах, помещенных в сильное электрическое поле (порядка нескольких кВ/см), заметно разогреваются носители тока по всему объему полупроводника, в результате чего изменяется проводимость элемента, и этот эффект может быть использован для измерения больших импульсных мощностей.

Если использовать полупроводниковый элемент с точечным невыпрямляющим контактом, то при помещении его в сильное электрическое поле произойдет неоднородный разогрев носителей в области точечного контакта [11]. Вследствие этого на потенциальном барьере в переходе металл — полупроводник образуется э. д. с., которую условно называют термо-э. д. с. «горячих» носителей.

Элемент обычно изготавливают из германия  $p$ -проводимости. В качестве точечного невыпрямляющего контакта используют резкий  $p$ — $p^+$ -переход антизапорного типа, где сильно легированная область  $p^+$  является вырожденной или близка к ней.

Исследования показали, что термо-э. д. с. «горячих» носителей, возникающая в определенном интервале уровней СВЧ мощности, прямо пропорциональна мощности, поглощенной в самом элементе, а следовательно, и мощности в линии передачи. Коэффициент преобразования полупроводникового элемента зависит от удельного сопротивления материала полупроводника, размеров точечного контакта, его формы, высоты потенциального барьера в контакте и некоторых других констант:

$$K_{пр\sigma} = \frac{U_{т.э.д.с.}}{P_{погл}} = \frac{\chi \tau_{рел} \mu}{3\lambda \sigma r^3}, \quad (4.12)$$

где  $\chi$  — эффективная высота потенциального барьера на контакте металл—полупроводник;  $\sigma$  — удельная электрическая проводимость материала полупроводника;  $r$  — радиус полусферического контакта;  $\tau_{рел}$  — время релаксации энергии носителей тока;  $\mu$  — подвижность носителей тока.

Зависимость между напряженностью поля и мощностью, поглощаемой полупроводниковым элементом, можно представить в виде

$$E^2 = P_{погл} / 2\pi r^3 \sigma. \quad (4.13)$$

При  $P_{погл} = 3 \cdot 10^{-6}$  Вт,  $\sigma = 5 \text{ Ом}^{-1}\text{м}^{-1}$ ,  $r = 2 \cdot 10^{-6}$  м напряженность  $E = 10^5$  В/м или  $10^3$  В/см.

Приведенный расчет показывает, что благодаря малым размерам полусферического контакта полупроводникового элемента обеспечивается высокая концентрация электрического поля при относительно малой величине поглощаемой в нем мощности. Это подтверждает возможность использования эффекта для измерения мощности малых уровней. Практически получен коэффициент преобразования полупроводниковых элементов 5—6 мкВ/мкВт, что значительно больше, чем для обычных пленочных высокочастотных терморпар.

Поскольку время релаксации носителей тока очень мало, эффект образования термо-э. д. с. «горячих» носителей можно использовать для измерения импульсной (пиковой) мощности. При этом форма видеосигнала на выводах элемента будет аналогична форме огибающей СВЧ импульса. Длительность импульсов измеряемого сигнала ограничивается сопротивлением растекания и паразитными емкостями элемента. Практически метод применим для измерения импульсной (пиковой) мощности при длительностях импульсов свыше 0,05—0,1 мкс.

Основными узлами ваттметра, использующего описанный эффект, является приемный преобразователь с полупроводниковым элементом и измерительный блок с отсчетным устройством. При измерении мощности сигналов непрерывной генерации в качестве измерительного блока используют усилитель постоянного тока, а при измерении импульсной мощности — пиковый милливольтметр.

Рассматривая полупроводниковый элемент с точки зрения соотвествия его импеданса характеристическому сопротивлению линии передачи в диапазоне частот, можно прийти к следующему выводу. Из-за большого значения активной составляющей (более 3 кОм) элемент трудно согласовать в диапазоне частот и применять его в качестве оконечной нагрузки подобно термистору, болометру, СВЧ терморпаре. Практически метод применяют для измерения проходящей мощности. Если приемный преобразователь использовать в сочетании с согласованной нагрузкой, возможно измерение поглощаемой мощности.

Границы динамического диапазона преобразователей изучены недостаточно. Имеются данные, что при мощности в волноводном тракте свыше 1 мВт зависимость величины термо-э. д. с. от уровня мощности нелинейная.

Приведенные теоретические соотношения только приближенно оценивают связь между напряжением на входе преобразователя и величиной поглощенной преобразователем мощности. Поэтому прибор

нужно обязательно калибровать по образцовому ваттметру. Погрешность метода измерений, определяемая в основном погрешностью методики калибровки, составляет порядка  $\pm(10-30)\%$ .

Достоинствами метода являются применимость для измерения как импульсной мощности, так и мощности сигналов непрерывной генерации, калибровка возможна сигналом непрерывной генерации.

К его недостаткам можно отнести: малый динамический диапазон — порядка 10—20 дБ; большую температурную зависимость — порядка нескольких процентов на  $10^\circ\text{C}$  (коэффициент преобразования значительно изменяется при рабочих температурах, свыше  $50^\circ\text{C}$ ); необходимость калибровки по образцовому прибору.

Несмотря на эти недостатки, метод перспективен, дрейфовые характеристики ваттметра значительно лучше, чем у любого термисторного ваттметра. Несомненно, что при расширении динамического диапазона полупроводниковых преобразователей метод найдет широкое применение, особенно для измерения малых импульсных мощностей.

#### 4.7. ПРИМЕНЕНИЕ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ПЛЕНОК

Одним из новых является метод измерения импульсной мощности, в основу которого положено использование гальваномагнитных явлений — аномального эффекта Холла и явления магнитосопротивления в ферромагнитных пленках (ФМП) в области ферромагнитного резонанса [15]. Сущность явления состоит в том, что при наложении внешнего магнитного поля на размагниченную изотропно проводящую магнитную пленку в последней возникает анизотропия сопротивления, элементы тензора удельного сопротивления которой зависят от величины и направленности намагниченности пленки — явление магнитосопротивления [16].

При наличии в пленке первичного электрического тока в ней возникает электрическое поле, направление которого перпендикулярно току, а также намагниченности — аномальный эффект Холла [17]. Если наряду с постоянным полем на пленку воздействовать электромагнитным полем СВЧ, то в пленке будет возбуждаться СВЧ ток, а вектор намагниченности будет прецессировать вокруг своего положения равновесия, модулируя удельное сопротивление пленки. Глубина модуляции зависит от магнитных и электрических свойств пленки, а также от величины постоянного и переменного магнитных полей. Таким образом, ферромагнитная пленка становится параметрическим детектором. Быстродействие параметрического детектора на основе ФМП определяется в основном временем спин-решеточной релаксации, которая в ФМП имеет величины порядка  $10^{-8}-10^{-10}$  с.

При создании оконечных ваттметров ФМП располагают так, чтобы в ней поглощалась вся мощность СВЧ. При измерении проходящей мощности пленку располагают так, чтобы она не нарушала структуру поля в волноводе и слабо взаимодействовала с полем СВЧ. В этом случае можно измерять большие уровни проходящей мощности. Реализованы коаксиальные преобразователи на базе ФМП с ко-

эффициентом преобразования 1,2 мВ/Вт в диапазоне частот 2—4 ГГц при допустимой средней мощности 200 мВт [15].

К преимуществам преобразователей на основе ФМП по сравнению с полупроводниковыми элементами относится отсутствие выпрямляющих контактов и технологичность изготовления.

#### 4.8. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ МЕТОД

В отличие от метода пикового детектора, при котором измеряется величина, близкая к амплитуде импульсов, интегральный метод основан на нелинейном преобразовании этих импульсов с помощью нескольких нелинейных преобразователей (расширителей импульсов), имеющих различный характер нелинейности. Благодаря этому по величинам сигналов с их выходов можно определять импульсную мощность, длительность, коэффициент формы импульса. Основными элементами преобразователей являются диоды, в том числе и кристаллические. Преобразование импульсов с помощью расширителей импульсов является интегральным процессом, поэтому и метод измерения назван интегральным [2, 18—22].

Интегральный метод требует применения счетных устройств, решающих систему уравнений, с помощью которых описываются расширенные импульсы на выходах преобразователей. Достаточно простые решающие устройства могут быть выполнены лишь при двух-трех расширителях импульсов. Не приводя детального анализа, можно отметить, что этот метод может быть использован преимущественно при малых амплитудах измеряемых импульсов (только при малых амплитудах и в сравнительно узком динамическом диапазоне сохраняется неизменным характер нелинейности характеристики преобразователя, например экспоненциальный) и большой скважности.

Рассмотрим принцип измерения импульсной мощности на примере использования двух преобразователей импульсов.

Пусть на вход расширителя (рис. 4.10) подано напряжение

$$U(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \leq 0, \\ U_m \sin \omega t & \text{при } t > 0. \end{cases} \quad (4.14)$$

Дифференциальное уравнение, описывающее процессы в таком расширителе, имеет вид

$$F[U(t) - DU_{C(t)}] = C \left[ \frac{dU_{C(t)}}{dt} + \frac{U_{C(t)}}{RC} \right]. \quad (4.15)$$

Если предположить, что напряжение на емкости нагрузки расширителя увеличивается скачком в начале каждого периода колебаний высокой частоты на величину  $\Delta U_C$  и линейно спадает в течение периода (такое допущение можно принять, так как всегда  $\Delta U_C \ll U_m$  и  $T_f \ll \tau_{\text{разр}}$ , где  $\tau_{\text{разр}} = RC$  — постоянная времени разряда ем-



Рис. 4.10. Упрощенная схема расширителя импульсов.



кости нагрузки расширителя импульсов), то решение (4.15) можно записать в виде [2]

$$U_{Cn} = \frac{1}{C} \int_0^{T_f} F[U(t) - DU_{Cn-1}] dt + U_{Cn-1} \left(1 - \frac{T_f}{RC}\right), \quad (4.16)$$

где  $D$  — проницаемость диода;  $n$  — порядковый номер периода.

Можно показать, что при экспоненциальной характеристике нелинейного элемента и радиоимпульсах прямоугольной формы амплитуда расширенного импульса на выходе первого расширителя импульсов будет

$$U_{Cm1} = (I_{p1}/C_1) [J_0(x) - 1] \tau_{и}, \quad (4.17)$$

на выходе второго

$$U_{Cm2} = (I_{p2}/C_2) [J_0(b_d x) - 1] \tau_{и}, \quad (4.18)$$

где  $I_{p1}$ ,  $I_{p2}$  — токи нелинейных элементов в рабочей точке;  $J_0(x)$  — функция Бесселя;  $x = \Lambda_1 U_m$ ;  $\Lambda = e/a_d k t_K$  — характеристика нелинейного элемента;  $e$  — заряд электрона, Кл;  $k$  — постоянная Больцмана, Дж/К;  $t_K$  — температура  $p$ - $n$ -перехода, К;  $a_d$  — коэффициент, определяемый конструкцией диода (для большинства диодов  $1 < a_d < 2$ );  $b_d = \Lambda_2/\Lambda_1$  — коэффициент деления фиксированного ослабителя на выходе второго расширителя импульсов;  $\tau_{и}$  — длительность СВЧ импульсов.

Таким образом, отношение амплитуд расширенных импульсов

$$\beta_{и} = \frac{U_{Cm1}}{U_{Cm2}} = \frac{I_{p1} C_2}{I_{p2} C_1} \frac{J_0(x) - 1}{J_0(b_d x) - 1} \quad (4.19)$$

не зависит от длительности СВЧ импульсов и определяется лишь их амплитудой  $U_m$ . При импульсах непрямоугольной формы под  $x$  следует понимать  $\Lambda U_m \sqrt{K_{фи}}$ , где  $K_{фи}$  — коэффициент формы импульса.

С помощью измерителя отношений амплитуд расширенных импульсов, пользуясь графиком (рис. 4.11), рассчитанным по формуле (4.19) для случая  $b_d = 0,5$ , можно определить импульсную мощность. На графике по оси абсцисс отложено произведение  $U_m^2 \Lambda^2 = 2RP_{об} \Lambda^2$  ( $\Lambda = 20 \text{ В}^{-1}$ ,  $R = 50 \text{ Ом}$ ), пропорциональное импульсной мощности или обобщенной мощности при импульсах непрямоугольной формы, по оси ординат — величины отношений амплитуд расширенных импульсов (в логарифмическом масштабе). Следует отметить, что приведенный график (рис. 4.11) не учитывает частотных свойств нелинейных преобразователей. Поэтому на практике необходимо пользоваться экспериментальными калибровочными графиками, полученными при сравнении устройств с образцовыми ваттметрами.

В основу работы измерительного блока может быть положен также несколько иной способ сравнения [2, 18, 19] амплитуд расширенных импульсов (рис. 4.12).

Измеряемые СВЧ импульсы поступают на согласованную нагрузку  $R$ , выполненную в виде делителя, к которому подключены два рас-

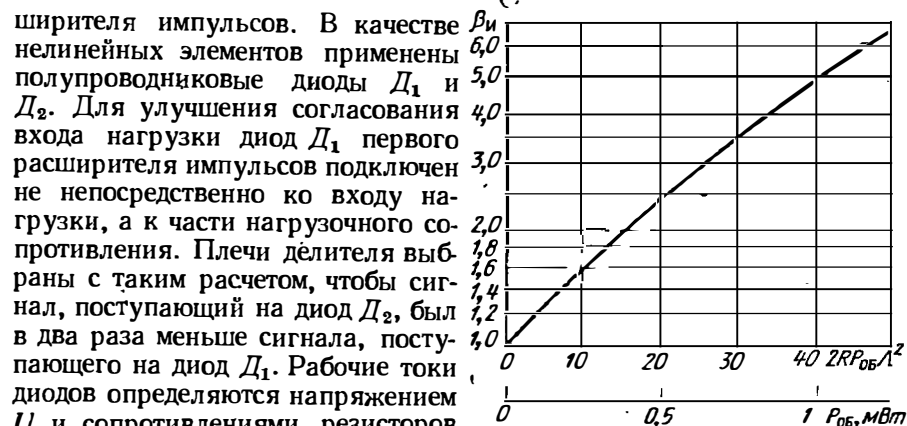


Рис. 4.11. Зависимость  $\beta_{и}$  ( $P_{об}$ ) для  $b_d = 0,5$ .

ширителя импульсов. В качестве нелинейных элементов применены полупроводниковые диоды  $D_1$  и  $D_2$ . Для улучшения согласования входа нагрузки диод  $D_1$  первого расширителя импульсов подключен непосредственно ко входу нагрузки, а к части нагрузочного сопротивления. Плечи делителя выбраны с таким расчетом, чтобы сигнал, поступающий на диод  $D_2$ , был в два раза меньше сигнала, поступающего на диод  $D_1$ . Рабочие токи диодов определяются напряжением  $U$  и сопротивлениями резисторов  $R_3$  и  $R_4$ , которые заведомо больше сопротивления диода в прямом направлении. Это позволяет свести к минимуму температурную зависимость токов диодов.

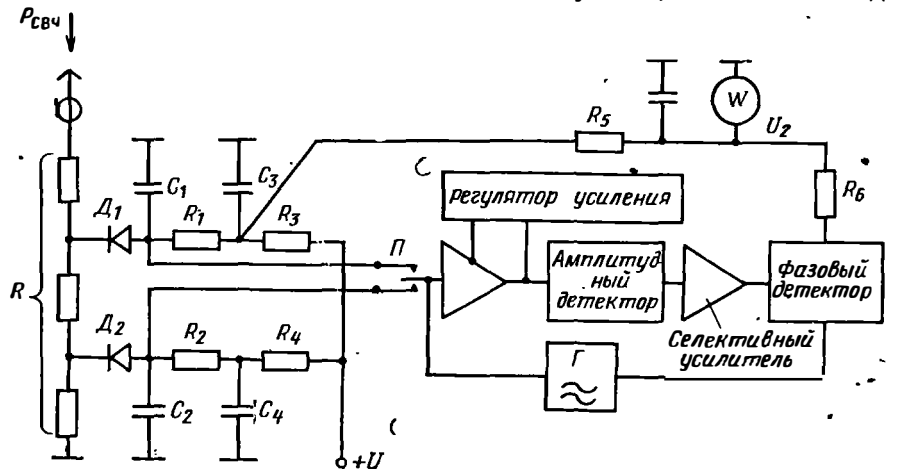


Рис. 4.12. Функциональная схема измерителя обобщенной мощности СВЧ импульсов.

усилителя представляет собой амплитудно-модулированную последовательность импульсов. Частота модуляции равна  $F_m$ , а глубина модуляции определяется различием амплитуд расширенных импульсов на нагрузках расширителей. Эта последовательность импульсов поступает на амплитудный детектор.

Продетектированное напряжение усиливается узкополосным селективным усилителем (центральная частота полосы пропускания равна  $F_m$ ). Напряжение с выхода селективного усилителя поступает на фазочувствительный детектор, на который одновременно подается и напряжение с низкочастотного генератора. Напряжение с выхода этого детектора через резисторы  $R_5$  и  $R_6$  поступает на первый расширитель импульсов.

Фазовые соотношения сигналов низкочастотного генератора и селективного усилителя выбирают так, что выходное напряжение фазочувствительного детектора вызывает смещение рабочей точки на вольт-амперной характеристике диода  $D_1$ , при котором амплитуда расширенных импульсов с выхода первого расширителя стремится сравняться с амплитудой импульсов второго расширителя. Начальный ток первого расширителя  $I_{p1}$ , определяемый сопротивлением резистора  $R_3$ , задают равным  $b_d I_{p2}$  (принимая  $R_1 = R_2$  и  $C_1 = C_2$ ). Тогда отношение амплитуд расширенных импульсов  $\beta_n$  на выходах первого и второго расширителей будет стремиться к единице при  $P_{об} = 0$ . При  $P_{об} > 0$  амплитуда расширенных импульсов на выходе первого расширителя импульсов будет больше, чем на выходе второго.

Дополнительный ток  $\Delta I_1$  через диод  $D_1$  зависит от выходного напряжения фазочувствительного детектора и сопротивления резистора  $R_5$ , которое выбрано намного большим сопротивления нагрузки первого расширителя импульсов и внутреннего сопротивления диода. Этот ток вызывает уменьшение тока через диод, что эквивалентно введению некоторого смещающего напряжения. Различие амплитуд расширенных импульсов, а следовательно, и погрешность измерения величины обобщенной импульсной мощности будут тем меньше, чем больше коэффициенты усиления усилителей. Напряжение  $U_2$ , пропорциональное подводимой импульсной мощности, измеряют с помощью вольтметра  $W$ , шкалу которого градуируют в величинах обобщенной мощности измеряемых СВЧ импульсов. Рассмотренный тип ваттметра аналогично предыдущим обладает частотной зависимостью и поэтому требует калибровки по образцовым приборам.

Интегральный метод экспериментально опробован в диапазоне частот до 2 ГГц. Метод применим для измерения мощности малых уровней от нескольких сотен микроватт до нескольких милливатт. Погрешность приборов, использующих интегральный метод, в основном определяется погрешностью образцовой аппаратуры, с помощью которой они откалиброваны.

К достоинствам метода следует отнести: малую зависимость результата измерения от длительности и скважности импульсов, а также возможность измерения импульсной мощности при малой длительности импульсов (до 10 нс). Недостатки метода: малый динамический диапазон (10—15 дБ) и сравнительно низкая точность.

### 5.1. КОНТРОЛЬ И ИЗМЕРЕНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВАТТМЕТРОВ

В гл. 2 и 3 было показано, что одним из способов повышения точности измерения мощности является учет погрешности, обусловленной отражениями. Для этого показания ваттметра умножают на поправочный множитель

$$(1 + |\Gamma_v|^2) \text{ или } 2(KCB^2 + 1)/(KCB + 1)^2$$

для ваттметра поглощаемой мощности и на

$$(1 - |\Gamma_n|^2)/(1 + |\Gamma_n|^2) \text{ или } 2KCB/(KCB^2 + 1)$$

для ваттметра проходящей мощности зондового типа.

В эксплуатационной документации на ваттметры приводят обычно КСВ или  $|\Gamma|$  для фиксированных частот или их предельные значения в диапазоне, что не позволяет эффективно использовать поправки к результату на рабочей частоте без соответствующих измерений действительных значений КСВ.

Еще более важно знать действительное значение коэффициента эффективности для рабочих условий, которое также приводят для дискретных частот и одного уровня мощности. Опишем сложившиеся на практике методы измерения КСВ и  $K_v$ .

#### 5.1.1. Измерение коэффициента стоячей волны

Коэффициент стоячей волны на входе ваттметра поглощаемой мощности (приемного преобразователя) определяют с помощью установки, собранной по схеме рис. 5.1. Вместо измерительной линии можно использовать также измеритель коэффициента стоячей волны или волновых сопротивлений.

Модуль эффективного коэффициента отражения на выходе ваттметра проходящей мощности можно измерить с помощью установки, собранной согласно рис. 5.2, если чувствительный элемент ваттметра расположен в основном тракте, и установки, собранной согласно рис. 5.3, если ваттметр проходящей мощности представляет собой сочетание ваттметра поглощаемой мощности и направленного ответвителя. При использовании структурной схемы рис. 5.2 выполняют следующие операции:

а) с помощью фазовращателя или раздвижной линии изменяют фазу (через 10—15° в пределах от 0 до 180°) коэффициента отражения вспомогательного ваттметра поглощаемой мощности (приемного пре-

образователя) с известным значением КСВ (1,6—2) и одновременно определяют отношение  $\beta$  показаний рабочего ваттметра проходящей мощности и вспомогательного ваттметра поглощаемой мощности;

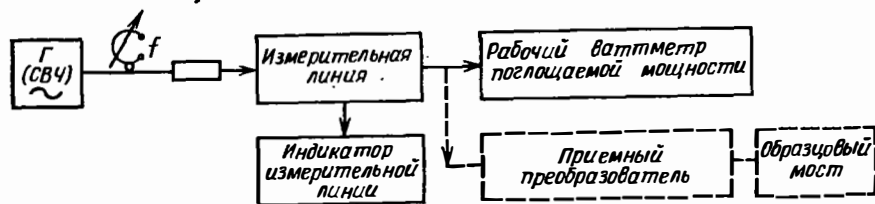


Рис. 5.1. Структурная схема установки для измерения коэффициента стоячей волны.

б) найдя максимальное  $\beta_{\text{макс}}$  и минимальное  $\beta_{\text{мин}}$  значения этого соотношения, определяют модуль эффективного коэффициента отражения на выходе рабочего ваттметра проходящей мощности:

$$|\Gamma_v| = \frac{\beta_{\text{макс}} - \beta_{\text{мин}}}{\beta_{\text{макс}} + \beta_{\text{мин}}} \frac{1}{2|\Gamma_v|}, \quad (5.1)$$

где  $|\Gamma_v|$  — модуль коэффициента отражения на входе вспомогательного ваттметра поглощаемой мощности.

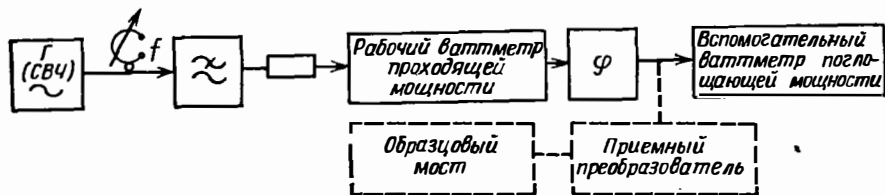


Рис. 5.2. Структурная схема установки для измерения эффективного коэффициента отражения на выходе ваттметров проходящего типа при расположении чувствительного элемента в основном тракте.

При измерении модуля эффективного коэффициента отражения по структурной схеме, приведенной на рис. 5.3, нужно:

а) плавно изменяя ослабление развязывающего ослабителя и положение короткозамыкающего поршня, включенного на входе ватт

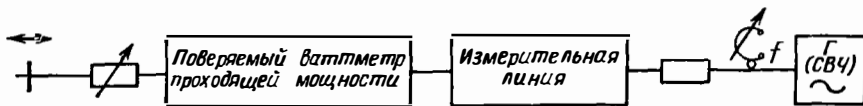


Рис. 5.3. Структурная схема установки для измерения эффективного коэффициента отражения на выходе ваттметров проходящего типа, использующих направленные ответвители.

метра проходящей мощности (отградуированного в величинах падающей мощности), добиться отсутствия показаний отсчетного устройства ваттметра при работе на самой чувствительной шкале;

б) затем с помощью измерительной линии измерить КСВ на выходе ваттметра и рассчитать значение модуля эффективного коэффициента отражения рабочего ваттметра проходящей мощности по формуле

$$|\Gamma_v| = (КСВ_v - 1)/(КСВ_v + 1).$$

### 5.1.2. Измерение основной погрешности

Основную погрешность определяют (сличая показания рабочих ваттметров с показаниями образцовых средств 2-го разряда в соответствии с общесоюзными поверочными схемами ГОСТ 8.059—73,

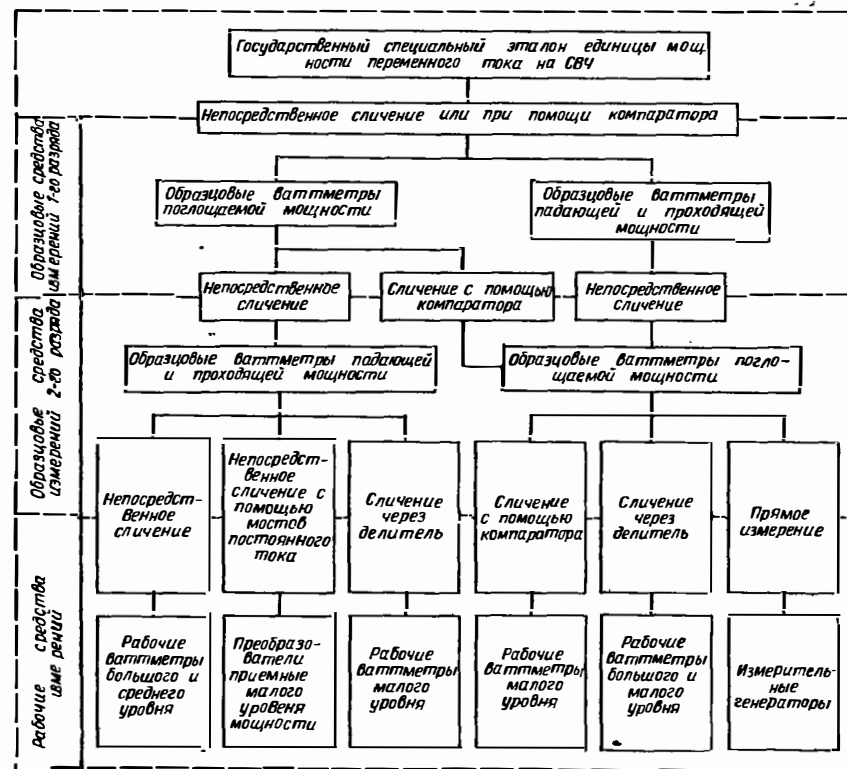


Рис. 5.4. Упрощенная поверочная схема ваттметров СВЧ.

ГОСТ 8.074—73 (рис. 5.4). В качестве образцовых средств измерений можно применять ваттметры падающей или проходящей, а также поглощаемой мощности. При этом образцовая аппаратура должна, как правило, иметь погрешность в три и более раза меньшую, чем погрешность рабочего ваттметра.

Структурные схемы для измерения основной погрешности термисторных ваттметров и коэффициента эффективности приемных преобразователей приведены на рис. 5.5. Одним из основных узлов образ-

цового ваттметра падающей (проходящей) мощности является преобразователь падающей или проходящей мощности, иногда называемый калибратором. Преобразователь падающей мощности, как правило, включает в себя направленные ответвители и опорную термисторную головку. Мощность от источника СВЧ мощности через фильтр и развязывающий аттенуатор (ослабитель) поступает в основной канал преобразователя падающей мощности. К выходу одного из вторичных

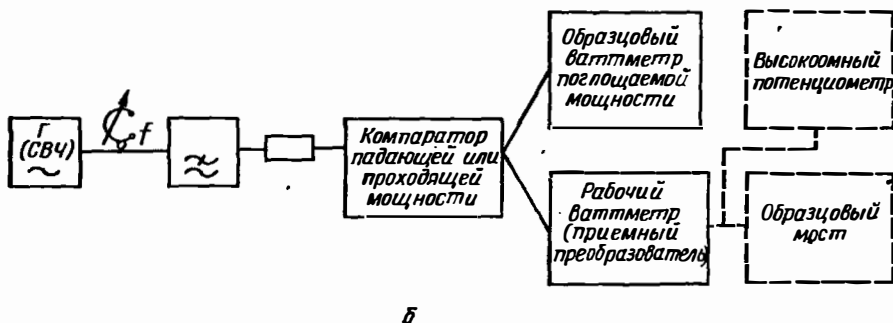
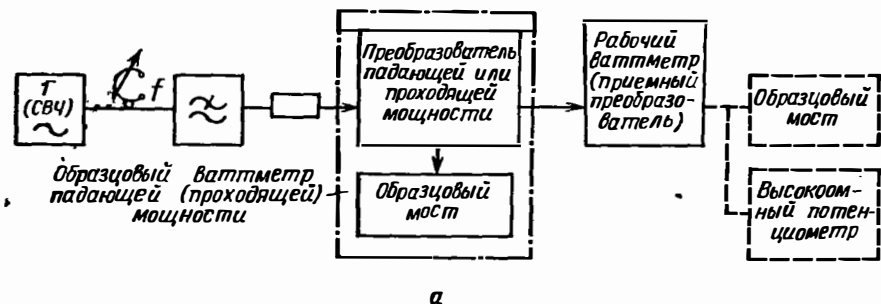


Рис. 5.5. Структурные схемы установок для измерения основной погрешности термисторных ваттметров и коэффициента эффективности приемных преобразователей при использовании образцовых ваттметров падающей или проходящей мощности (а) и компаратора падающей или проходящей мощности и образцового ваттметра поглощаемой мощности (б).

каналов постоянно присоединена опорная термисторная головка, к выходу второго на время измерений подключают рабочий ваттметр (приемный преобразователь). Конструкция преобразователя падающей мощности позволяет получить наиболее постоянное и близкое к единице соотношение уровней мощности на выходах вторичных каналов

$$\alpha_K = P_{\text{пад}}/P_{\text{оп}} \approx P_{\text{согл}}/P_{\text{оп}}, \quad (5.2)$$

где  $P_{\text{согл}}$  — мощность на выходе преобразователя падающей мощности, нагруженного на согласованный ваттметр;  $P_{\text{оп}}$  — мощность, индицируемая образцовым мостом, в схему которого включена опорная термисторная головка.

Используя поверочную установку, соответствующую структурной схеме на рис. 5.5, а, основную погрешность рабочего ваттметра можно определить по формуле

$$\Delta = P'_B - P_{\text{согл}}, \quad (5.3)$$

где

$$P'_B = P_{\text{зам}}/K_B (1 - |\Gamma_B|^2) \quad (5.4)$$

— показание рабочего прибора с учетом коэффициента эффективности  $K_B$  и коэффициента отражения его от входа  $\Gamma_B$ .

При измерении в соответствии со структурной схемой на рис. 5.5, б основная погрешность составляет

$$\Delta = P'_B - P_{\text{ов}} N_{\text{комп}} / (1 - |\Gamma_{\text{ов}}|^2), \quad (5.5)$$

где  $P_{\text{ов}}$  — показание образцового ваттметра;  $N_{\text{комп}}$  — отношение мощностей на входе рабочего и образцового ваттметров поглощаемой мощности, определяемое образцовым компаратором падающей или проходящей мощности;  $\Gamma_{\text{ов}}$  — коэффициент отражения образцового ваттметра.

В тех случаях, когда образцовая аппаратура не позволяет определить основную погрешность во всем динамическом диапазоне поверяемого прибора, допускается поэлементная поверка рабочего ваттметра.

Поэлементная поверка термисторных ваттметров заключается в определении коэффициента стоячей волны напряжения на входе приемного преобразователя; коэффициента эффективности и погрешности приемного преобразователя; погрешности измерительной схемы и вычислении основной погрешности прибора.

Структурные схемы установок для измерения коэффициента эффективности приемного преобразователя изображены на рис. 5.5. Действительное значение коэффициента эффективности приемного преобразователя рабочего ваттметра определяют, сравнивая показания образцового моста с присоединенным к нему испытываемым приемным преобразователем и образцового ваттметра падающей (проходящей) мощности (рис. 5.5, а) или показания образцового моста с подключенным к нему испытываемым приемным преобразователем и образцового ваттметра поглощаемой мощности СВЧ или уровней мощности СВЧ, отношение которых определено образцовым компаратором (рис. 5.5, б).

При использовании схемы рис. 5.5, а с преобразователем падающей мощности расчетная формула имеет вид

$$K_B = P_{\text{зам}}/P_{\text{согл}} (1 - |\Gamma_B|^2), \quad (5.6)$$

где  $P_{\text{зам}}$  — замещающая мощность, индицируемая образцовым мостом, в схему которого включен приемный преобразователь рабочего ваттметра;  $\Gamma_B$  — коэффициент отражения приемного преобразователя рабочего ваттметра; а с преобразователем проходящей мощности —

$$K_B = P_{\text{зам}}/P_{\text{прох}}, \quad (5.7)$$

где  $P_{\text{прох}}$  — мощность, проходящая в приемный преобразователь рабочего ваттметра.  
 При использовании схемы рис. 5.5, б с компаратором падающей мощности

$$K_{\theta} = P_{\text{зам}} (1 - |\Gamma_{\text{ов}}|^2) / [P_{\text{ов}} N_{\text{комп}} (1 - |\Gamma_{\text{в}}|^2)]. \quad (5.8)$$

Погрешность определения коэффициента эффективности при измерении по структурной схеме рис. 5.5, а составит

$$\delta K_{\theta} = \pm \sqrt{\delta_{\text{ов}}^2 + \delta_{\text{сл}}^2} + k_{\text{вс}} \delta_{\text{расс}}, \quad (5.9)$$

где  $\delta_{\text{ов}}$  — максимальная относительная погрешность образцового ваттметра падающей (проходящей) мощности;

$$\delta_{\text{сл}} = \mu_n (P_{\text{макс}} - P_{\text{мин}}) / P_{\text{ср}}$$

— предельная относительная случайная погрешность измерения;  
 $\mu_n$  — коэффициент, зависящий от числа измерений  $n$ ;

$n$	3	4	5	6	8	10	15	20
$\mu_n$	1,0	0,73	0,58	0,48	0,37	0,31	0,22	0,18

$P_{\text{макс}}$ ,  $P_{\text{мин}}$ ,  $P_{\text{ср}}$  — максимальное, минимальное и среднее значения показаний образцового моста, к которому подключают приемный преобразователь, при неизменных показаниях образцового ваттметра падающей мощности;  $\delta_{\text{расс}} = 2 |\Gamma_{\theta}| |\Gamma_{\text{в}}|$  — погрешность рассогласования;  $|\Gamma_{\theta}|$  — модуль эффективного коэффициента отражения на выходе преобразователя падающей мощности;  $|\Gamma_{\text{в}}|$  — модуль коэффициента отражения приемного преобразователя;  $k_{\text{вс}}$  — весовой коэффициент, определяемый из табл. 2.1.

Измерение значения  $K_{\theta}$  можно автоматизировать согласно структурной схеме, приведенной на рис. 5.6. Эта схема значительно повышает производимость измерения. В основу ее работы положен принцип сравнения приемного преобразователя рабочего ваттметра с образцовым преобразователем («рабочим стандартом»).

Главным узлом автоматической установки является программное устройство; которое обеспечивает управление частотой, уровнем мощности свип-генератора, самописцем и выдает сигнал на цифровой вольтметр. Перед началом работы составляют программу для программного устройства. С выхода свип-генератора на вход двух последовательно включенных направленных ответвителей I, II поступает мощность. Частота сигнала измеряется волномером, который подключают к «опорной плоскости». Затем к ней подключают короткозамыкатель. В этом случае показания ваттметров 1 и 2, которые подключены к выходам двух идентичных направленных ответвителей I, II, должны быть равны (мощность во вторичном канале ответвителя I

пропорциональна отраженной мощности, а в ответвителе II пропорциональна падающей). Если ответвители неидентичны или различны значения  $K_{\theta}$  у преобразователей 1 и 2, сигналы на выходах ваттметров выравниваются.

После этого к «опорной плоскости» подключают «рабочий стандарт» — образцовый термисторный преобразователь. Сигналы с выходов ваттметров 1 и 2, поданные на дифференциальный усилитель программного устройства, обеспечивают поддержание постоянного уровня мощности, рассеиваемой в подключенном к «опорной плоскости» преобразователе независимо от его коэффициента отражения.

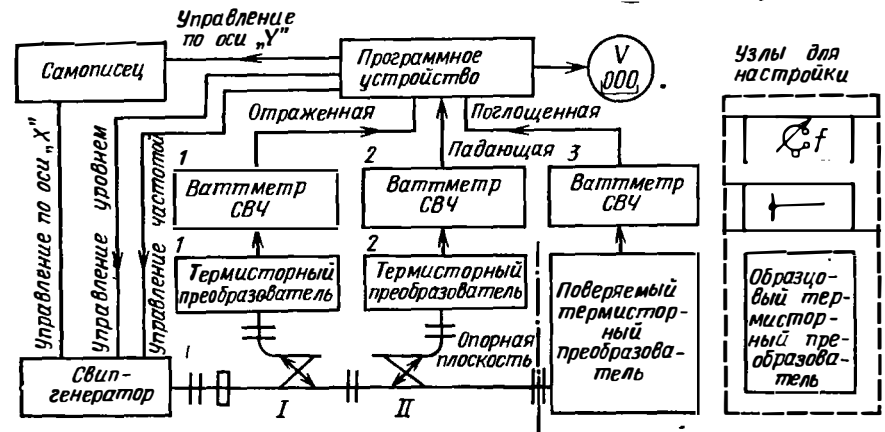


Рис. 5.6. Структурная схема автоматической установки для проверки термисторных преобразователей.

С выхода ваттметра 3, фиксирующего мощность замещения в рабочем стандарте, сигнал поступает на потенциометр программного устройства, установкой которого управляют показаниями цифрового вольтметра. Положение органов управления потенциометра выбирается таким, чтобы показания вольтметра в вольтах были равны численному значению  $K_{\theta}$  рабочего стандарта.

Изменяется частота свип-генератора и все операции повторяются начиная с контроля частоты.

Описанное программирование осуществляется на всех требуемых частотах. Затем отключается образцовый преобразователь и вместо него к опорной плоскости подключается приемный преобразователь рабочего ваттметра. Приводя в действие программное устройство, последовательно на всех частотах определяют  $K_{\theta}$  испытуемого преобразователя, который, как и при настройке, будет численно равен показанию цифрового вольтметра в вольтах.

В рассматриваемой схеме предусмотрена также автоматическая запись с помощью самописца, управляемого свип-генератором и программным устройством. Условная градуировка сетки самописца по одной оси пропорциональна частоте, а по другой — показанию ваттметра 3.

Погрешность измерительного блока термисторных ваттметров определяют либо на постоянном токе, либо на переменном токе низкой частоты. При этом находят разность между показаниями отсчетного устройства прибора и измеренной мощностью смещения приемного преобразователя. Эта разность и является погрешностью измерительной схемы. Более подробная методика приводится в инструкциях, прилагаемых к каждому прибору.

Основную погрешность ваттметра при поэлементной проверке рассчитывают по формуле

$$\delta = \sqrt{\delta^2 K_v + \delta_1^2}, \quad (5.10)$$

где  $\delta K_v$ ,  $\delta_1$  — максимальные значения погрешности приемного преобразователя и измерительного блока соответственно.

Поэлементная проверка термоэлектрических ваттметров с выносными приемными

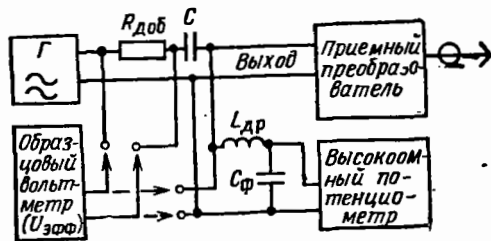


Рис. 5.7. Структурная схема установки для измерения коэффициента преобразования термоэлектрического преобразователя на звуковой частоте:  $R_{доб}$  — точный безреактивный резистор 100 или 200 Ом.

термоэлектрическими преобразователями состоит из определения коэффициента стоячей волны на входе приемного преобразователя; коэффициента преобразования приемного преобразователя на переменном токе низкой частоты; коэффициента эффективности приемного преобразователя; погрешности измерительного блока; вычисления основной погрешности прибора.

Структурная схема для измерения КСВ приемного преобразователя аналогична приведенной на рис. 5.1. Коэффициент преобразования приемного преобразователя на переменном токе низкой частоты определяют с помощью установки, схема которой приведена на рис. 5.7. Сигнал звуковой частоты с выхода источника через добавочное точное безреактивное сопротивление  $R_{доб}$  (например, резистор С2-13 на 100 или 200 Ом), равное номинальному сопротивлению термопар  $R_{тн}$ , поступает на вход поверяемого преобразователя. Напряжение сигнала звуковой частоты на  $R_{доб}$  и на выходе преобразователя измеряется вольтметром эффективных значений. Напряжение термо-э. д. с. преобразователя  $U_{т.в.д.с.}$  измеряется потенциометром постоянного тока.

Коэффициент преобразования термоэлектрического преобразователя рассчитывают по формуле

$$K_{прбнч} = U_{т.в.д.с.} R_{доб} / U_1 U_2, \quad (5.11)$$

где  $U_{т.в.д.с.}$  — термо-э. д. с., В;  $R_{доб}$  — добавочное сопротивление, Ом;  $U_1$ ,  $U_2$  — напряжение звуковой частоты на преобразователе и  $R_{доб}$  соответственно, В.

В тех случаях, когда действительное значение сопротивления термопар по выходу  $R_{тн}$  отличается от номинального не более чем на 10—15%, достаточно измерить общее напряжение  $U_{нч}$  на  $R_{доб} + R_{тн}$  и коэффициент преобразования  $K_{прбнч}$  вычислить по формуле

$$K_{прбнч} = 4R_{доб} U_{т.в.д.с.} / U_{нч}^2.$$

Коэффициент эффективности поверяемого преобразователя находят с помощью установки, структурная схема которой приведена на рис. 5.8. Уровень мощности  $P_{пад}$ , падающей на приемный преобразователь, устанавливают в пределах динамического диапазона преоб-

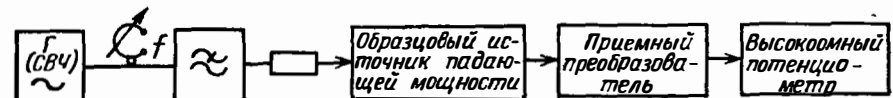


Рис. 5.8. Структурная схема установки для измерения коэффициента эффективности термоэлектрического преобразователя.

разователя. После этого с помощью потенциометра постоянного тока измеряют термо-э. д. с. Коэффициент эффективности рассчитывают по формуле

$$K_v = U_{т.в.д.с.} / P_{пад} (1 - |\Gamma_v|^2) K_{прбнч}. \quad (5.12)$$

Погрешность определения коэффициента эффективности термоэлектрического преобразователя составит

$$\delta K_v = \sqrt{\delta_{ов}^2 + \delta^2 U_{т.в.д.с.} + \delta^2 K_{прбнч} + \delta_{сл}^2 + k_{вс} \delta_{расс}}, \quad (5.13)$$

где  $\delta U_{т.в.д.с.}$  — максимальная относительная погрешность измерения напряжения термо-э. д. с.;  $\delta K_{прбнч} = \sqrt{\delta^2 R_{доб} + \delta^2 U_{т.в.д.с.} + 4\delta^2 U_{нч}^2}$  — максимальная относительная погрешность измерения;  $\delta R_{доб}$  — максимальная относительная погрешность добавочного сопротивления;  $\delta U_{нч}$  — максимальная относительная погрешность измерения напряжения НЧ;  $\delta_{ов}$ ,  $\delta_{сл}$ ,  $\delta_{расс}$  — погрешности, аналогичные приведенным в формуле (5.9).

Погрешность измерительного блока определяют на постоянном токе. Для этого вместо приемного преобразователя на вход измерительного блока включают образцовый резистор, сопротивление которого равно номинальному значению рабочего сопротивления преобразователя по выходу. Таким образом, вход измерительного блока оказывается зашунтированным сопротивлением  $R_{раб}$ . Затем на вход измерительного блока подают напряжение постоянного тока  $U$  (мВ) такой величины, чтобы получить оцифрованное значение показаний отсчетного устройства  $P_v$ . Величину напряжения измеряют образцовым вольтметром или высокоомным потенциометром.

Погрешность измерительного блока составит

$$\delta_1 = (P_v K_{прбнч} / U_{нч}) - 1. \quad (5.14)$$

Основная погрешность термоэлектрического преобразователя при поэлементной поверке будет равна

$$\delta = \sqrt{\delta^2 K_3 + \delta_1^2}$$

Основную погрешность калориметрических ваттметров находят в основном экспериментально-расчетным путем. Метод прямого сличения показаний с показаниями образцовой аппаратуры применяют

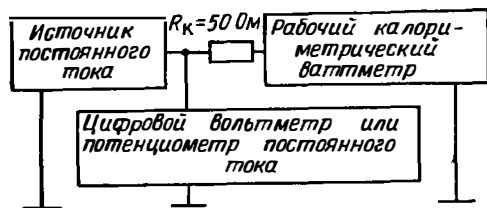


Рис. 5.9. Структурная схема установки для определения погрешности измерительного блока калориметрического ваттметра.

редко и только тогда, когда нужно проверить, насколько теоретическое значение основной погрешности прибора совпадает с экспериментальным. Особые трудности возникают при определении основной погрешности калориметрических ваттметров большого уровня. В этом случае нельзя обойтись без калиброванных делителей, так как образцовую аппаратуру, как правило, создают на малые и средние уровни мощности. Применение калиброванных делителей (компараторов) снижает точность метода поверки.

Поэлементная поверка калориметрических ваттметров заключается в определении погрешности его измерительного блока (рис. 5.9) и  $K_3$  приемного преобразователя, определяемого потерями в нем и



Рис. 5.10. Структурная схема установки для определения основной погрешности ваттметра проходящей мощности с использованием образцового ваттметра поглощаемой мощности.

предельной неэквивалентностью замещения. Потери в отрезке передающего тракта приемного преобразователя и разъеме носят систематический характер. Измеряют их один раз в процессе проектирования образцов приборов, контролируют в процессе изготовления и на весь период эксплуатации принимают неизменяемыми. В рабочих приборах  $K_3$  считают обычно равным единице или близкой к ней постоянной величине, а возможные отклонения от принятого значения представляют собой одну из основных составляющих погрешности преобразователя и ваттметра в целом.

Основную погрешность ваттметра проходящей мощности измеряют по структурной схеме, приведенной на рис. 5.10. При этом сравнивают показания рабочего ваттметра проходящей мощности с показани-

ниями образцового ваттметра поглощаемой мощности. Абсолютную погрешность рабочего ваттметра находят как разность

$$\Delta = P_{\text{в}} - P_{\text{ов}}, \quad (5.15)$$

где  $P_{\text{в}}$ ,  $P_{\text{ов}}$  — показания рабочего ваттметра проходящей мощности и образцового ваттметра поглощаемой мощности.

Если показания рабочего ваттметра проходящей мощности зависят от КСВ нагрузки, то схему рис. 5.10 придется усложнить. В нее вводят трансформатор сопротивлений и измерительную линию, с помощью которых устанавливают значение КСВ в пределах, при которых погрешность рабочего ваттметра не должна превышать нормируемую.

## 5.2. ОСНОВНЫЕ ПРАВИЛА РАБОТЫ С ПРИБОРАМИ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ МОЩНОСТИ

Существующие ваттметры СВЧ в основном являются несложными приборами и сравнительно просты в эксплуатации. Однако для получения наиболее достоверных результатов измерения необходимо соблюдать ряд общих правил.

В процессе подготовки к измерениям прежде всего нужно уяснить основную цель: требуется ли измерение мощности, проходящей в нагрузку, или мощности, развиваемой генератором на согласованной нагрузке. Конкретный вид (тип) ваттметра выбирают исходя из уровня измеряемой мощности, диапазона частот, требуемой точности измерений, вида СВЧ тракта, условий эксплуатации.

В процессе измерений следует обращать внимание на тщательность соединений СВЧ разъемов, выполняемых с помощью специальных ключей, струбцин, болтов и прокладок. Высококачественные соединения обуславливают соответствие нормам погрешности измерений, а при больших уровнях мощности исключают опасное для оператора излучение из неплотных соединений.

Необходимо избегать по возможности применения гибких соединений, высокочастотных переходов, трансформаторов и кабелей, так как они могут привести к увеличению погрешности за счет увеличения КСВ и потерь. В случае применения таких элементов их потери и вносимый КСВ нужно учитывать. Не следует допускать крутых перегибов гибких СВЧ трактов и кабелей, так как это также сказывается на потерях и КСВ.

Чтобы избежать выхода из строя приемного преобразователя ваттметра, нельзя превышать допустимый уровень импульсной мощности при измерении среднего значения мощности импульсно-модулированных колебаний даже в случае, если средняя мощность будет в допустимых пределах.

Выключать ваттметр следует только после снятия СВЧ мощности.



### 5.3. СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

Повышать точность измерений можно уменьшая погрешность измерительного блока, учитывая погрешность, обусловленную отражением мощности от входа ваттметра, используя настроечные устройства и учитывая потери в них, а также калибруя приемные преобразователи или рабочие ваттметры в целом с помощью более точной образцовой аппаратуры.

#### 5.3.1. Уменьшение погрешности измерительного блока

Погрешность измерительного блока (инструментальная погрешность) является частной составляющей основной погрешности прибора. В ряде ваттметров погрешность измерительного блока можно уменьшить применяя более точный внешний индикатор (цифровой или по-

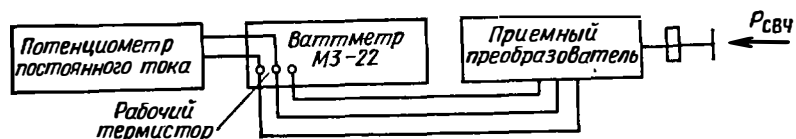


Рис. 5.11. Использование потенциометра постоянного тока для измерения замещающей мощности.

тенциометрический), а также вводя поправки. Например, в термисторных ваттметрах МЗ-22 и М4-3 потенциометр постоянного тока может быть непосредственно подключен к клеммам «рабочий термистор» (рис. 5.11). Величину замещающей мощности в милливаттах рассчитывают в этом случае по формуле

$$P_{\text{зам}} = (U_1^2 - U_2^2) 10^3 / R_t, \quad (5.16)$$

где  $U_1, U_2$  — показания потенциометра до и после подачи на преобразователь СВЧ мощности, В.

Используя цифровой отсчет, инструментальную погрешность можно уменьшить до 0,5% и менее, а при измерении замещающей мощности с помощью потенциометра постоянного тока второго класса — до 0,1%.

#### 5.3.2. Коррекция показаний ваттметра с цепью учета потерь за счет отражения от входа ваттметра

Как уже указывалось в гл. 2, соотношение между мощностью, развиваемой генератором на согласованной нагрузке, и мощностью, измеренной ваттметром поглощающего типа  $P_{\text{в}}/K_{\text{э}}$ , может быть представлено уравнением

$$P_{\text{согл}} = \frac{P_{\text{в}}}{K_{\text{э}}} \frac{|1 - \Gamma_{\Gamma} \Gamma_{\text{в}}|^2}{1 - |\Gamma_{\text{в}}|^2}. \quad (5.17)$$

Пользуясь этим уравнением, можно определить мощность при условии, если известны модули и фазы коэффициентов отражения генератора и ваттметра.

Однако на практике чаще всего бывают известны только модули коэффициентов отражения. В этом случае вычисляют поправочный множитель  $m_k = 1/(1 - |\Gamma_{\text{в}}|^2)$  к результату измерения  $P_{\text{в}}/K_{\text{э}}$ , введением которого учитывают потери мощности за счет отражения от входа ваттметра. При малых значениях  $\Gamma_{\text{в}}$  поправочный множитель равен  $1 + |\Gamma_{\text{в}}|^2$ .

После введения поправки результат измерения будет отличаться от  $P_{\text{согл}}$  на величину погрешности рассогласования, т. е.

$$\delta_{\text{расс}} = 1/|1 - \Gamma_{\Gamma} \Gamma_{\text{в}}|^2 - 1. \quad (5.18)$$

Максимальное значение погрешности рассогласования составит

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{1}{(1 \pm |\Gamma_{\Gamma}| |\Gamma_{\text{в}}|)^2} - 1 = \pm 2 |\Gamma_{\Gamma}| |\Gamma_{\text{в}}|. \quad (5.19)$$

Погрешность рассогласования можно также определить из графика, приведенного в приложении (рис. П.10).

#### 5.3.3. Использование при измерениях настроечных устройств

С помощью настроечных устройств (трансформаторов сопротивлений) сводят к минимуму отражение от входа ваттметра ( $\Gamma_{\text{в}} \approx 0$ ), следовательно, практически исключают погрешность рассогласования,



Рис. 5.12. Структурная схема измерения мощности источника с использованием настроечного устройства.

В этом случае трансформатор (рис. 5.12) совместно с ваттметром представляет собой согласованную нагрузку. Мощность источника, отдаваемая в согласованную нагрузку, равна

$$P_{\text{согл}} = P_{\text{в}} (1 + \alpha_{\text{н}}) / K_{\text{э}}, \quad (5.20)$$

где  $\alpha_{\text{н}}$  — коэффициент, характеризующий потери в трансформаторе.

Рассмотрим схему установки для измерения потерь и учета их при измерении мощности (рис. 5.13). Установка состоит из генератора СВЧ сигнала 1, системы стабилизации его уровня 2 и 3, системы индикации отраженной волны 4, 5 и выходного индикатора 6, 7.

Выходную мощность сигнала генератора устанавливают такой, чтобы обеспечивать режим работы детекторных головок 4 и 7, соответствующий квадратичному участку характеристики. До подачи СВЧ сигнала направленный ответвитель соединяют с образцовым настроечным устройством 8 и после подачи сигнала его настраивают на минимум

отражения по показанию измерительного усилителя 5. Используя ручку установки усиления, устанавливают удобный опорный уровень по измерительному усилителю 6.

Затем в схему включают трансформаторы  $a$  и  $b$ , из которых  $b$  является испытуемым. Настройка трансформатора  $b$  должна сохраняться такой, какой она была при измерении мощности. Настраивая трансформатор  $a$ , сводят к минимуму показание индикатора 5, что соответствует минимуму отражения. При этом по прибору 6 отсчитывают

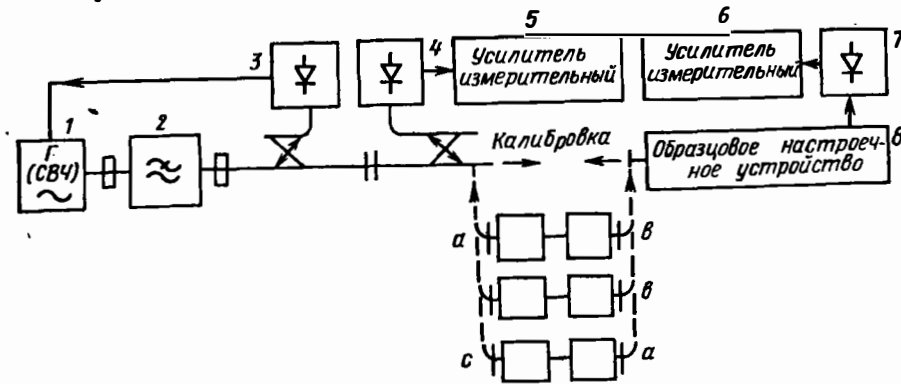


Рис. 5.13. Структурная схема для измерения потерь в настроенном устройстве:  $a, b, c$  — однотипные настроечные устройства, из которых  $b$  — испытуемое настроечное устройство.

потери в децибелах, если шкала отградуирована в децибелах, или вычисляют, исходя из соотношения уровней, по формуле

$$\alpha_n = 10 \lg (A_1/A_2), \quad (5.21)$$

где  $A_1, A_2$  — показания измерительного усилителя 6 до и после включения устройства  $a$  и  $b$ .

После этого трансформатор  $a$  заменяют на  $c$  и настраивают на минимум отражения. Снова определяют потери по прибору 6. Аналогичную процедуру повторяют с трансформаторами  $a$  и  $c$ , настраивая  $a$  так же, как и испытуемый  $b$ . В результате измерений получаем три значения потерь. На основе этих значений составляют три линейных уравнения:

$$\begin{aligned} \alpha_{на} + \alpha_{nb} + 0 &= A_{ни}, \\ 0 + \alpha_{nb} + \alpha_{nc} &= B_{ни}, \\ \alpha_{на} + 0 + \alpha_{nc} &= C_{ни} \end{aligned}$$

(где  $\alpha_{на}, \alpha_{nb}, \alpha_{nc}$  — потери в настроечных устройствах;  $A_{ни}, B_{ни}, C_{ни}$  — результаты измерений), решив которые, можно определить потери в каждом из устройств:

$$\alpha_{на} = \frac{A_{ни} - B_{ни} + C_{ни}}{2}; \quad \alpha_{nb} = \frac{A_{ни} + B_{ни} - C_{ни}}{2}; \quad \alpha_{nc} = \frac{C_{ни} + B_{ни} - A_{ни}}{2}.$$

Например, если  $A_{ни} = 0,1$  дБ,  $B_{ни} = 0,11$  дБ,  $C_{ни} = 0,09$  дБ, то  $\alpha_{на} = 0,04$  дБ,  $\alpha_{nb} = 0,06$  дБ,  $\alpha_{nc} = 0,05$  дБ.

Если потери определены в децибелах, то в выражение (5.20) подставляют значение  $1 + \alpha_n$ , найденное из соотношения  $1 + \alpha_n = 10^{\alpha_n/10}$ . Следует отметить, что в описанной установке можно использовать серийные рефлектометры, дополненные соответствующими трансформаторами сопротивлений. Потери в согласующих трансформаторах могут иметь немонотонную частотную зависимость. Поэтому измерять потери нужно на рабочей частоте.

#### 5.3.4. Учет потерь в высокочастотных переходах и кабелях

Как правило, при измерении мощности избегают применения СВЧ переходов. Однако иногда приходится измерять мощность источника, имеющего, например, волноводный выход, с помощью ваттметра с коаксиальным входом, и наоборот. В этом случае для соединения ваттметра с источником мощности необходимы переходы. Также не всегда можно исключить применение кабелей. Любой переход или кабель вносит потери и, как правило, дополнительное рассогласование. Поэтому, чтобы сохранить или повысить точность измерений мощности, нужно использовать переходы в сочетании с трансформаторами и учитывать потери в них.

Определять потери в переходе и трансформаторе можно с помощью схемы, приведенной на рис. 5.13, в которой вместо устройств  $a, b, c$  следует включать сочетания «переход и трансформатор». Методика определения потерь аналогична методике, описанной ранее.

Допустимо некоторое упрощение методики. При этом измеряют потери в двух последовательно включенных сочетаниях  $a$  и  $b$ , а затем результат измерений делят пополам. При этом принимают, что оба сочетания «переход и трансформатор» идентичны по потерям. Все сказанное о переходах можно полностью отнести к СВЧ кабелям. При этом следует учитывать, что потери в кабелях значительно больше и зависят, помимо всего, от степени их изгиба при эксплуатации.

#### 5.4. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВНЕШНИХ ОСЛАБИТЕЛЕЙ

Ранее было показано, что динамический диапазон ваттметра можно расширить, используя делители мощности (аттенюаторы) и направленные ответвители. Однако это приводит к нежелательному увеличению погрешности измерения из-за дополнительного рассогласования, вносимого этими элементами, и из-за конечной точности, с которой известно вносимое ими затухание. Покажем в общем виде, насколько увеличится погрешность рассогласования по сравнению с погрешностью, когда отсутствует делитель мощности.

Решая уравнения, описывающие граф схемы, приведенной на рис. 5.14, имеем

$$U_{\text{пад}} = U_{\text{г}} K_{\text{пер}}, \quad (5.22)$$

$$K_{\text{пер}} = K_{\text{св}} / (1 - \Gamma_{\text{г}} \Gamma_{\text{вх}} - \Gamma_{\text{в}} \Gamma_{\text{вых}} - K_{\text{св}}^2 \Gamma_{\text{г}} \Gamma_{\text{в}} + \Gamma_{\text{г}} \Gamma_{\text{в}} \Gamma_{\text{вх}} \Gamma_{\text{вых}}) \quad \text{или}$$

$$K_{\text{пер}} = K_{\text{св}} / (1 - \Gamma_{\text{г}} \Gamma_{\text{вх}}) (1 - \Gamma_{\text{в}} \Gamma_{\text{вых}}) - K_{\text{св}}^2 \Gamma_{\text{г}} \Gamma_{\text{в}}, \quad (5.23)$$

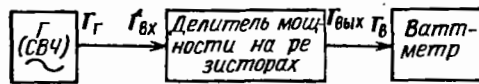
где  $K_{\text{св}}$  — коэффициент связи, и вводя обозначения

$$P_{\text{пад}} = |U_{\text{пад}}|^2 / Z_{\text{ол}} = |K_{\text{пер}}|^2 |U_{\text{г}}|^2 / Z_{\text{ол}},$$

$$P_{\text{отр}} = |K_{\text{пер}}|^2 |U_{\text{г}}|^2 |\Gamma_{\text{в}}|^2 / Z_{\text{ол}}, \quad P_{\text{согл}} = |U_{\text{г}}|^2 / Z_{\text{ол}},$$

можно записать

$$P_{\text{в}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{согл}} \frac{|K_{\text{св}}|^2 (1 - |\Gamma_{\text{в}}|^2)}{|(1 - \Gamma_{\text{г}} \Gamma_{\text{вх}}) (1 - \Gamma_{\text{в}} \Gamma_{\text{вых}}) - K_{\text{св}}^2 \Gamma_{\text{г}} \Gamma_{\text{в}}|^2}, \quad (5.24)$$



где  $P_{\text{в}}$  — показание ваттметра.

С учетом потерь за счет отражения погрешность рас-согласования составит

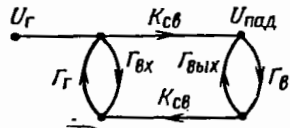


Рис. 5.14. Структурная схема измерения мощности с использованием делителей и ее граф.

$$\delta_{\text{расс}} = \frac{P_{\text{в}}}{P_{\text{согл}} |K_{\text{св}}|^2} - 1 =$$

$$= \frac{1}{|(1 - \Gamma_{\text{г}} \Gamma_{\text{вх}}) (1 - \Gamma_{\text{в}} \Gamma_{\text{вых}}) - K_{\text{св}}^2 \Gamma_{\text{г}} \Gamma_{\text{в}}|^2} - 1. \quad (5.25)$$

Можно показать, что при малом коэффициенте  $K_{\text{св}}$  и малых значениях коэффициентов отражений

$$\delta_{\text{расс макс}} \approx \pm 2 |\Gamma_{\text{г}}| |\Gamma_{\text{вх}}| \pm 2 |\Gamma_{\text{в}}| |\Gamma_{\text{вых}}|. \quad (5.26)$$

Из выражения (5.26) следует, что максимальная погрешность рассогласования увеличивается при включении делителя мощности между генератором и ваттметром.

Аналогично можно показать, что максимальная погрешность рассогласования при использовании направленных ответвителей

$$\delta_{\text{расс макс}} = \pm 2 |\Gamma_{\text{н}}| |\Gamma_{\text{г}}| \pm 2 |\Gamma_{\text{в}}| |\Gamma_{\text{в}}|. \quad (5.27)$$

где  $\Gamma_{\text{н}}$  — коэффициент отражения нагрузки основного тракта;  $\Gamma_{\text{г}}$  — эффективный коэффициент отражения направленного ответвителя, приближенно равный коэффициенту отражения на выходе основного тракта направленного ответвителя плюс  $1/N$  ( $N$  — направленность ответвителя в раз),  $\Gamma_{\text{в}}$  — коэффициент отражения на выходе вторичного тракта направленного ответвителя.

Погрешность из-за неточности калибровки ответвителя или аттенюатора по ослаблению при использовании обычной аппаратуры (например Д1-3) составляет около 0,3 дБ (~7%).

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Бурное развитие радиоэлектроники и внедрение в производство автоматизированных систем выдвинули ряд новых проблем в области измерений СВЧ мощности, решение которых требует значительных усилий специалистов. Сюда относится прежде всего создание автоматических ваттметров на средние и большие уровни со временем установления показаний порядка 0,1 с и менее с цифровым отсчетом, пригодных как для автономного использования, так и для встраивания в автоматические комплексы. Существующие ваттметры средних и больших мощностей поглощающего типа являются главным образом тепловыми и обладают значительной инерционностью.

Решение проблемы авторы видят в резком снижении инерционности тепловых ваттметров за счет применения пленочных поглотителей на подложках с высокой теплопроводностью, а также в создании малоинерционных преобразователей проходящей мощности, базирующихся на различных эффектах в твердом теле.

Второй важной проблемой является создание импульсных (пиковых) ваттметров, работающих в широких диапазонах частот и уровней мощности с погрешностью 4—10%. Часто используемый метод определения импульсной мощности различных радиоустройств по среднему значению мощности и скважности является совершенно не пригодным для случая кодо-импульсной модуляции. Решение проблемы следует искать в разработке новых детекторов на основе эффектов в полупроводниковых, ферромагнитных материалах, пироэлектриках и т. п., а также в создании автоматизированных устройств, позволяющих быстро анализировать параметры импульсов и автоматически вводить поправки в показания ваттметров средней мощности.

Третьей проблемой является создание высококачественных малогабаритных ваттметров проходящей мощности, пригодных для встраивания в автоматизированные системы, а также в другие радиоустройства для непрерывного контроля мощности, проходящей в нагрузку.

Наконец, не менее важно создать автоматизированные системы для поверки ваттметров проходящей и поглощаемой мощности, в том числе импульсной (пиковой). Существующие методы поверки громоздки и связаны с затратой большого времени. Решение этой проблемы может быть разделено на четыре этапа в порядке их важности:

1. Создание систем для поверки рабочих ваттметров поглощаемой мощности малого и среднего уровня.
2. Создание систем для поверки рабочих импульсных ваттметров малого и среднего уровня.
3. Создание систем для поверки рабочих ваттметров проходящей мощности.
4. Создание систем для поверки рабочих ваттметров поглощаемой мощности большого уровня.

Главная трудность, которую следует ожидать при решении этих задач, связана с автоматизацией процесса измерений, с сохранением характеристик устройств в течение длительного времени и с проблемой контроля долговременной стабильности характеристик.

# Приложение 1

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ РАССОГЛАСОВАНИЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ С ПОМОЩЬЮ ВАТТМЕТРА С ПОГЛОЩАЮЩЕЙ СТЕНКОЙ

Обычно ваттметры с поглощающей стенкой калибруют на одной или нескольких частотах рабочего диапазона. Для калибровки применяют образцовые средства, являющиеся эквивалентом согласованной нагрузки. При калибровке находят коэффициент зондового устройства  $N_{кв}$ , определяемый отношением

$$N_{кв} = P_{согл} / P_0,$$

где  $P_{согл}$  — мощность, проходящая в согласованную нагрузку;  $P_0$  — мощность, рассеиваемая в поглощающем отрезке ваттметра проходящей мощности при согласованной нагрузке.

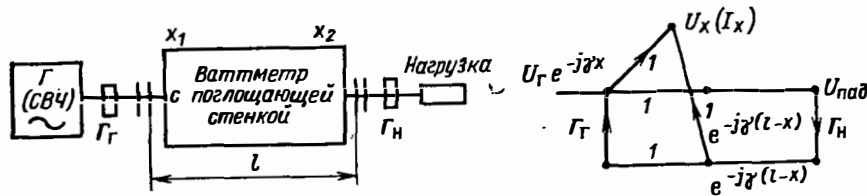


Рис. П.1. Упрощенный граф электрической схемы измерения проходящей мощности методом поглощающей стенки.

Если при измерении мощности, проходящей в данную нагрузку, учитывать этот коэффициент, то погрешность рассогласования составит

$$\delta_{расс} = (PN_{кв} / P_N) - 1, \quad (П.1)$$

где  $P$  — мощность, поглощенная в ваттметре проходящей мощности при данной нагрузке;  $P_N$  — мощность, проходящая в данную нагрузку.

Пользуясь основными уравнениями длинных линий и допуская, что сопротивление участка линии с потерями является активным, а потери в линии малы по сравнению с мощностью, проходящей в нагрузку, можно выразить мощность, рассеиваемую в поглощающем отрезке ваттметра проходящей мощности, мощность, проходящую в данную нагрузку, и калибровочный коэффициент (рис. П.1) как

$$P = (|U_{пад}|^2 / Z_{ол}) R \left\{ 1 + |\Gamma_N|^2 + 2|\Gamma_N| \cos [2\gamma l - \gamma(x_1 + x_2) - \varphi] \frac{\sin \gamma(x_2 - x_1)}{\gamma(x_2 - x_1)} \right\}, \quad (П.2)$$

$$P_N = |U_{пад}|^2 (1 - |\Gamma_N|^2) / Z_{ол}, \quad (П.3)$$

$$N_{кв} = Z_{ол} / R, \quad (П.4)$$

где

$$U_{пад} = \dot{U}_G / (1 - \dot{\Gamma}_G \dot{\Gamma}_N e^{-12\gamma l});$$

$\dot{U}_G$  — напряжение генератора, пересчитанное в плоскость начала отрезка линии с потерями;  $\dot{\Gamma}_G, \dot{\Gamma}_N$  — комплексные коэффициенты отражения генератора и нагрузки;  $\dot{\Gamma}_N = |\Gamma_N| e^{j\varphi}$ ;  $\gamma = 2\pi/\lambda$ ;  $Z_{ол}$  — волновое сопротивление линии передачи;  $R$  — сопротивление поглощающего участка,  $x_2 - x_1$  — длина поглощающего участка.

Подставив (П.2)—(П.4) в (П.1), получим

$$\delta_{расс} = \frac{1 + |\Gamma_N|^2 + 2|\Gamma_N| \cos [2\gamma l - \gamma(x_1 + x_2) - \varphi] \frac{\sin \gamma(x_2 - x_1)}{\gamma(x_2 - x_1)}}{1 - |\Gamma_N|^2} - 1. \quad (П.5)$$

Если при калибровке и измерениях выполняется условие

$$x_2 - x_1 = n\lambda_{кал}/2,$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$ ;  $\lambda_{кал}$  — длина волны, на которой калибруют прибор, то  $\sin \gamma(x_2 - x_1)$  обращается в нуль и выражение (П.5) упрощается:

$$\delta_{расс} = 2|\Gamma_N|^2 / (1 - |\Gamma_N|^2). \quad (П.6)$$

Из выражения (П.6) следует, что при длине поглощающего элемента, кратной значению  $\lambda_{кал}/2$ , погрешность, обусловленная рассогласованием, не зависит от места расположения поглощающего элемента относительно нагрузки и фазы коэффициента отражения нагрузки  $\varphi$ .

Так как погрешность в этом случае только положительна, ее можно учесть, если известно значение модуля коэффициента отражения. Для этого результат измерения следует умножить на коэффициент

$$m_h = (1 - |\Gamma_N|^2) / (1 + |\Gamma_N|^2). \quad (П.7)$$

Максимальное значение погрешности, обусловленной рассогласованием, получается при условии  $x_2 - x_1 \ll \lambda$ , т. е. при  $2\gamma l - \gamma(x_1 + x_2) - \varphi = 0$ ;  $n\lambda$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ). В этом случае

$$\delta_{расс макс+} = 2|\Gamma_N| / (1 - |\Gamma_N|), \quad \delta_{расс макс-} = -2|\Gamma_N| / (1 + |\Gamma_N|). \quad (П.8)$$

**Погрешности в полосе частот.** Рассмотрим, какие погрешности следует ожидать в случае работы ваттметра в относительной полосе частот  $\pm \Delta_n$  и его калибровке на средней длине волны, учитывая при этом соотношение между длиной волны в передающем тракте и свободном пространстве.

А. Для приборов с коаксиальным трактом. Пользуясь соотношениями

$$f_{макс} = f_{ср} (1 + \Delta_n), \quad f_{мин} = f_{ср} (1 - \Delta_n), \quad (П.9)$$

$$\lambda_{мин} = \lambda_{ср} / (1 + \Delta_n), \quad \lambda_{макс} = \lambda_{ср} / (1 - \Delta_n),$$

можно показать, что максимальное значение погрешности в полосе частот  $\Delta_n$  будет находиться в пределах

$$\delta_{расс макс} = \frac{2|\Gamma_N|^2 \pm 2|\Gamma_N| \sin \pi(1 - \Delta_n)/\pi(1 - \Delta_n)}{1 - |\Gamma_N|^2} \dots$$

$$\dots \frac{2|\Gamma_N|^2 \pm 2|\Gamma_N| \sin \pi(1 + \Delta_n)/\pi(1 + \Delta_n)}{1 - |\Gamma_N|^2}. \quad (П.10)$$

Если ввести поправку к показаниям прибора на средней частоте, то максимальная дополнительная погрешность, обусловленная рассогласованием, составит

$$\delta'_{расс макс} = \pm \left[ \frac{2|\Gamma_N| \sin \pi(1 - \Delta_n)/\pi(1 - \Delta_n)}{1 - |\Gamma_N|^2} \dots \right]$$

$$\dots \frac{2|\Gamma_N| \sin \pi(1 + \Delta_n)/\pi(1 + \Delta_n)}{1 - |\Gamma_N|^2}. \quad (П.11)$$

Согласно (П.10) и (П.11) большие погрешности соответствуют длинноволновому участку диапазона.

Б. Для приборов с волноводным трактом. Так как длина волны в волноводе  $\lambda_{\text{в}}$  отличается от длины волны в свободном пространстве  $\lambda$ , то для упрощения решения уравнения (П.5) воспользуемся соотношением

$$\frac{1}{\lambda_{\text{в ср}}^*} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\lambda_{\text{в макс}}} + \frac{1}{\lambda_{\text{в мин}}} \right), \quad (\text{П.12})$$

где

$$\lambda_{\text{в макс}} = \lambda_{\text{макс}} / \sqrt{1 - (\lambda_{\text{макс}} / \lambda_{\text{кр}})^2},$$

$$\lambda_{\text{в мин}} = \lambda_{\text{мин}} / \sqrt{1 - (\lambda_{\text{мин}} / \lambda_{\text{кр}})^2}.$$

Из (П.12) получаем

$$\lambda_{\text{в макс}} = \lambda_{\text{в ср}}^* (1+q)/2, \quad (\text{П.13})$$

$$\lambda_{\text{в мин}} = \lambda_{\text{в ср}}^* (1+q)/2q.$$

где  $q = \lambda_{\text{в макс}} / \lambda_{\text{в мин}}$ .

Если  $x_2 - x_1 = \lambda_{\text{в ср}}$ , то максимальное значение погрешности в полосе частот  $\pm \Delta_{\text{н}}$  будет находиться в пределах

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{2 |\Gamma_{\text{н}}|^2 \pm 2 |\Gamma_{\text{н}}| \left( \sin \frac{2\pi q}{1+q} \right) / \frac{2\pi q}{1+q}}{1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2} \dots$$

$$\dots \frac{2 |\Gamma_{\text{н}}|^2 \pm 2 |\Gamma_{\text{н}}| \left( \sin \frac{2\pi}{1+q} \right) / \frac{2\pi}{1+q}}{1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2}. \quad (\text{П.14})$$

При введении поправки на средней длине волны максимальная погрешность, обусловленная рассогласованием, составит

$$\delta'_{\text{расс макс}} = \frac{2 |\Gamma_{\text{н}}| \left( \sin \frac{2\pi q}{1+q} \right) / \frac{2\pi q}{1+q}}{1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2} \dots \frac{2 |\Gamma_{\text{н}}| \left( \sin \frac{2\pi}{1+q} \right) / \frac{2\pi}{1+q}}{1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2}. \quad (\text{П.15})$$

Согласно (П.14) и (П.15) большие погрешности соответствуют длинноволновому участку диапазона.

## Приложение 2

### ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ РАССОГЛАСОВАНИЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ ЗОНДОВЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

Методика определения погрешности аналогична изложенной в приложении 1.

**Одиозондовые устройства.** На графе электрической схемы одиозондового устройства (рис. П.2)  $U_{\text{Г}}$  — напряжение генератора, пересчитанное в плоскость зонда (плоскость поперечного сечения линии передачи в месте расположения зонда);  $U_{\text{пад}}$  — напряжение падающей волны;  $\Gamma_{\text{Г}}$  — коэффициент отражения генератора, пересчитанный в плоскость зонда;  $a_{m,n}$  — матричные коэффициенты.

Упростим граф, положив, что связь зондов с линией передачи мала ( $a_{21} \approx 0$ ,  $a_{32} \approx 0$ ) и коэффициенты отражения  $a_{22}$ ,  $\Gamma_{\text{з}}$  также пренебрежимо малы. На упр-

150

рошенном графе (рис. П.3)  $a_{12}$  — общий коэффициент, учитывающий связь зонда с падающей волной и коэффициент детектирования;  $a_{32}$  — общий коэффициент, учитывающий связь зонда с отраженной волной и коэффициент детектирования.

Если детектор на выходе зонда квадратичен, то напряжение на нагрузке детектора будет

$$|U_{\text{д}}| = \left| \frac{U_{\text{Г}} (a_{12} + a_{32} \Gamma_{\text{н}})}{1 - \Gamma_{\text{Г}} \Gamma_{\text{н}}} \right|^2 = |U_{\text{пад}} (a_{12} + a_{32} \Gamma_{\text{н}})|^2, \quad (\text{П.16})$$

где  $U_{\text{пад}} = U_{\text{Г}} / (1 - \Gamma_{\text{Г}} \Gamma_{\text{н}})$ .

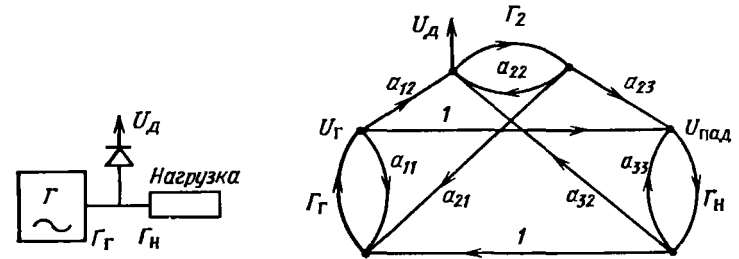


Рис. П.2. Граф электрической схемы измерения проходящей мощности зондовым методом.

Так как зонд не является направленным элементом, то

$$a_{12} = a_{32},$$

$$|U_{\text{д}}| = a_{12}^2 |U_{\text{пад}}|^2 |1 + \Gamma_{\text{н}}|^2.$$

Мощность СВЧ, рассеиваемая в нагрузке, равна

$$P_{\text{н}} = |U_{\text{пад}}|^2 (1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2) / Z_{\text{ол}}. \quad (\text{П.17})$$

Из (П.16) следует, что при согласованной нагрузке напряжение на нагрузке детектора будет  $|U_{\text{до}}| = a_{12}^2 |U_{\text{Г}}|^2$  и мощность, рассеиваемая в согласованной нагрузке, составит

$$P_{\text{согл}} = |U_{\text{Г}}|^2 / Z_{\text{ол}}. \quad (\text{П.18})$$

Калибровочный коэффициент, учитывающий соотношение между мощностью  $P_{\text{согл}}$  и  $U_{\text{до}}$ , численно равен значению коэффициента преобразования:

$$N_{\text{кз}} = P_{\text{согл}} / |U_{\text{до}}|^2 = 1 / a_{12}^2 Z_{\text{ол}}. \quad (\text{П.19})$$

Пользуясь калибровочным коэффициентом при измерении мощности, рассеиваемой в данной нагрузке, допускаем погрешность рассогласования, равную

$$\delta_{\text{расс}} = (P_{\text{в}} / P_{\text{н}}) - 1, \quad (\text{П.20})$$

где

$$P_{\text{в}} = |U_{\text{д}}|^2 N_{\text{кз}}.$$

Подставив в (П.20) значения  $U_{\text{д}}$ ,  $N_{\text{кз}}$  и  $P_{\text{н}}$ , получим

$$\delta_{\text{расс}} = [|1 + \Gamma_{\text{н}}|^2 / (1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2)] - 1. \quad (\text{П.21})$$

Так как  $\Gamma_{\text{н}} = |\Gamma_{\text{н}}| e^{j\varphi}$ , то

$$\delta_{\text{расс}} = (2 |\Gamma_{\text{н}}|^2 + 2 |\Gamma_{\text{н}}| \cos \varphi) / (1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2). \quad (\text{П.22})$$

151

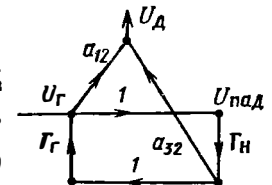


Рис. П.3. Упрощенный граф одиозондовой системы.

Максимальная погрешность рассогласования получается при  $\varphi = 0$ ;  $n\pi$  ( $n = 1, 2, 3 \dots$ ) и составляет

$$\begin{aligned} \delta_{\text{расс макс}+} &= 2|\Gamma_H|/(1-|\Gamma_H|), \\ \delta_{\text{расс макс}-} &= -2|\Gamma_H|/(1+|\Gamma_H|). \end{aligned} \quad (\text{П.23})$$

В табл. П.1 приведены значения максимальных погрешностей при различных  $\Gamma_H$ .

**Двухзондовые устройства.** Рассмотрим погрешность рассогласования двухзондовой системы, когда зонды отстоят друг от друга на расстоянии  $x$  и их выходные сигналы суммируются.

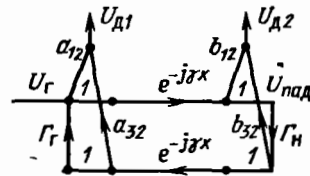


Рис. П.4. Упрощенный граф системы из двух зондов.

Таблица П.1

$\Gamma_H$	$\delta_{\text{расс макс}+}$	$\delta_{\text{расс макс}-}$
0,05	0,105	-0,095
0,1	0,222	-0,182
0,2	0,5	-0,333
0,33	1	-0,5

Полагаем, что связь зондов с линией одинакова и квадратичные характеристики детекторов идентичны. При квадратичном детектировании сумма сигналов на нагрузках детекторов (рис. П.4)

$$|U_{Д1}| + |U_{Д2}| = \frac{a_{12}^2 |U_{Г}|^2 (|1 + \Gamma_H e^{-j2\gamma x}|^2 + |e^{-j\gamma x} + \Gamma_H e^{-j\gamma x}|^2)}{|1 - \Gamma_H \Gamma_H e^{-j2\gamma x}|^2}. \quad (\text{П.24})$$

Обозначим

$$U_{\text{пад}} = U_{Г}/(1 - \Gamma_H \Gamma_H e^{-j2\gamma x}). \quad (\text{П.25})$$

$$\begin{aligned} \text{Тогда } |U_{Д1}| + |U_{Д2}| &= a_{12}^2 |U_{\text{пад}}|^2 [1 + 2|\Gamma_H| \cos(2\gamma x - \varphi) + |\Gamma_H|^2 + \\ &+ 1 + 2|\Gamma_H| \cos \varphi + |\Gamma_H|^2] = 2a_{12}^2 |U_{\text{пад}}|^2 [1 + |\Gamma_H|^2 + 2|\Gamma_H| \cos(\gamma x - \varphi) \cos \gamma x]. \end{aligned}$$

Мощность, проходящая в нагрузку, равна

$$P_H = |U_{\text{пад}}|^2 (1 - |\Gamma_H|^2) / Z_{0л}. \quad (\text{П.26})$$

Мощность, измеренная прибором, составляет

$$P_B = (|U_{Д1}| + |U_{Д2}|) N_{КЗ}, \quad (\text{П.27})$$

где

$$N_{КЗ} = P_{\text{согл}} / (|U_{Д10}| + |U_{Д20}|) = 1/2a_{12}^2 Z_{0л} \quad (\text{П.28})$$

— калибровочный коэффициент зондового устройства, определяемый экспериментально при согласованной нагрузке,  $P_{\text{согл}}$  определяется согласно (П.18).

Погрешность рассогласования при измерении проходящей мощности составит

$$\delta_{\text{расс}} = [2|\Gamma_H|^2 + 2|\Gamma_H| \cos(\gamma x - \varphi) \cos \gamma x] / (1 - |\Gamma_H|^2). \quad (\text{П.29})$$

Согласно (П.29) при  $x = \lambda_B/4$  погрешность не зависит от места расположения зондов в линии и фазы коэффициента отражения нагрузки  $\varphi$  и равна

$$\delta_{\text{расс}} = 2|\Gamma_H|^2 / (1 - |\Gamma_H|^2). \quad (\text{П.30})$$

Если  $x \ll \lambda$ , то предельные значения погрешности, как и при одном зонде, будут

$$\delta_{\text{расс макс}\pm} = \pm 2|\Gamma_H| / (1 \mp |\Gamma_H|). \quad (\text{П.31})$$

**Погрешность в полосе частот.** Рассмотрим погрешность в некоторой полосе частот  $\pm \Delta_{\Pi}$  при калибровке зондов на средней длине волны, учитывая соотношение между длиной волны в передающем тракте и свободном пространстве.

А. Для коаксиальных устройств. Пользуясь соотношением (П.9), можно записать

$$\delta_{\text{расс}} = \frac{2|\Gamma_H|^2 + 2|\Gamma_H| \cos[\pi(1 + \Delta_{\Pi})/2] \cos\{[\pi(1 \pm \Delta_{\Pi})/2] - \varphi\}}{1 - |\Gamma_H|^2}. \quad (\text{П.32})$$

Приравняв производную числителя нулю, находим, что максимальная погрешность будет при

$$\varphi = \pi(1 \pm \Delta_{\Pi})/2 + n\pi \quad (n = 0, 1; 2, 3, \dots).$$

Тогда

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{2|\Gamma_H|^2 \pm 2|\Gamma_H| \cos[\pi(1 \pm \Delta_{\Pi})/2]}{1 - |\Gamma_H|^2}. \quad (\text{П.33})$$

Чтобы уменьшить погрешность рассогласования, можно ввести поправку на средней длине волны (поправочный множитель)

$$m_H = (1 - |\Gamma_H|^2) / (1 + |\Gamma_H|^2).$$

В этом случае максимальная погрешность рассогласования в полосе частот будет

$$\delta_{\text{расс макс}} = \pm \frac{2|\Gamma_H| \cos[\pi(1 \pm \Delta_{\Pi})/2]}{1 - |\Gamma_H|^2}. \quad (\text{П.34})$$

Таблица П.2

$\Delta_{\Pi}$	$\delta_{\text{макс}}$		
	$\Gamma_H = 0,05$	$\Gamma_H = 0,1$	$\Gamma_H = 0,2$
0,05	$\pm 0,0079$	$\pm 0,0159$	$\pm 0,0325$
0,1	$\pm 0,0156$	$\pm 0,0312$	$\pm 0,065$
0,2	$\pm 0,031$	$\pm 0,0625$	$\pm 0,129$

Максимальные значения погрешности рассогласования в полосе частот с учетом поправки для средней частоты даны в табл. П.2.

Если в двухзондовой системе связь зондов с линией передачи различна и характеристики детекторов неидентичны, что всегда имеет место, то выражение для погрешности рассогласования примет следующий вид:

$$\delta_{\text{расс}} = \frac{\frac{a_{12}^2}{a_{120}^2} \left\{ (1 + |\Gamma_H|^2) \left( 1 + \frac{b_{12}^2}{a_{12}^2} \right) + 2|\Gamma_H| \left[ \cos(2\gamma x - \varphi) + \frac{b_{12}^2}{a_{12}^2} \cos \varphi \right] \right\}}{(1 - |\Gamma_H|^2) (1 + b_{120}^2/a_{120}^2)} - 1, \quad (\text{П.35})$$

где  $a_{12}$ ,  $b_{12}$  — коэффициенты, характеризующие связь зондов и параметры детекторов на данной частоте;  $a_{120}$ ,  $b_{120}$  — коэффициенты, характеризующие связь зондов и параметры детекторов на частоте калибровки.

Чтобы исключить зависимость погрешности рассогласования от коэффициентов связи хотя бы на средней частоте (частоте калибровки), коэффициенты  $a$  и  $b$  выравнивают, изменяя глубину погружения зонда или чувствительность выходного устройства.

При измерении на средней частоте, когда  $a_{12} = a_{120} = b_{12} = b_{120}$ , погрешность определяется выражением, аналогичным (П.29):

$$\delta_{\text{расс}} = \frac{2|\Gamma_H|^2 + 2|\Gamma_H| \cos(\gamma x - \varphi) \cos \gamma x}{1 - |\Gamma_H|^2}. \quad (\text{П.36})$$

В диапазоне частот выравнивать сигналы на выходе зондов практически невозможно, поэтому иногда прибегают к умножению сигналов с выходов зондов.

При линейном детектировании и перемножении сигналов, выравнивания сигналов не требуется. В этом случае

$$\begin{aligned} & |U_{д1}| |U_{д2}| = a_{12} b_{12} |U_{пад}|^2 |1 + \dot{\Gamma}_H| \times \\ & \times |1 + \dot{\Gamma}_H e^{-j2\gamma x}| = a_{12} b_{12} |U_{пад}|^2 \times \\ & \times \sqrt{[1 + |\dot{\Gamma}_H|^2 + 2|\dot{\Gamma}_H| \cos \varphi] [1 + |\dot{\Gamma}_H|^2 + 2|\dot{\Gamma}_H| \cos (2\gamma x - \varphi)]}. \end{aligned} \quad (\text{П. 37})$$

Калибровочный коэффициент

$$N_{кз} = P_{согл} / P_0 = [|U_{Г}|^2 / Z_{ол}] / a_{120} b_{120} |U_{Г}|^2. \quad (\text{П. 38})$$

Погрешность рассогласования

$$\delta_{расс} = \frac{|U_{д1}| |U_{д2}| N_{кз}}{(U_{пад} / Z_{ол}) (1 - |\dot{\Gamma}_H|^2)} - 1. \quad (\text{П. 39})$$

Если измерения ведут на длине волны калибровки, когда  $a_{12} = a_{120}$ ;  $b_{12} = b_{120}$ , то

$$\delta_{расс} = \frac{\sqrt{[1 + |\dot{\Gamma}_H|^2 + 2|\dot{\Gamma}_H| \cos (\gamma x - \varphi)] [1 + |\dot{\Gamma}_H|^2 + 2|\dot{\Gamma}_H| \cos \varphi]}}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2} - 1. \quad (\text{П. 40})$$

Можно показать, что погрешность измерения, обусловленная рассогласованием, примет максимальное значение при  $\varphi = \gamma x / 2 + n\pi$  ( $n = 0, 1, 2, 3 \dots$ ) и будет равна

$$\delta_{расс \text{ макс}} = \frac{2|\dot{\Gamma}_H|^2 \pm 2|\dot{\Gamma}_H| \cos (\gamma x / 2)}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2}, \quad (\text{П. 41})$$

т. е. будет такой же, как и при сложении сигналов идентичных зондов.

Калибруя таким образом прибор на нескольких частотах рабочего диапазона, можно исключить погрешность, обусловленную изменением связи зондов в диапазоне частот и неидентичность характеристик детекторов.

Б. Для волноводных устройств. Пользуясь соотношениями (П. 12) и (П. 13), выражение (П. 29) можно записать в виде

$$\delta_{расс} = \frac{2|\dot{\Gamma}_H|^2 + 2|\dot{\Gamma}_H| \cos \frac{\pi}{1+q} \cos \left( \frac{\pi}{1+q} - \varphi \right)}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2} \quad (\text{П. 42})$$

для максимальной длины волны,

$$\delta_{расс} = \frac{2|\dot{\Gamma}_H|^2 + 2|\dot{\Gamma}_H| \cos \frac{\pi q}{1+q} \cos \left( \frac{\pi q}{1+q} - \varphi \right)}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2}. \quad (\text{П. 43})$$

для минимальной длины волны.

Максимальное значение погрешности, обусловленное рассогласованием, составит соответственно

$$\delta_{расс \text{ макс}} = \frac{2|\dot{\Gamma}_H|^2 \pm 2|\dot{\Gamma}_H| \cos [\pi q / (1+q)]}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2}, \quad (\text{П. 44})$$

$$\delta_{расс \text{ макс}} = \frac{2|\dot{\Gamma}_H|^2 \pm 2|\dot{\Gamma}_H| \cos [\pi / (1+q)]}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2}.$$

При введении поправки  $m_k$  выражение (П. 44) примет вид

$$\delta_{расс \text{ макс}} = \pm \left[ \frac{2|\dot{\Gamma}_H| \cos [\pi q / (1+q)]}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2} \dots \frac{2|\dot{\Gamma}_H| \cos [\pi / (1+q)]}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2} \right]. \quad (\text{П. 45})$$

Можно показать, что при любом числе пар зондов, расстояние между которыми для каждой пары равно  $\lambda_{в \text{ ср}} / 4$ , погрешность рассогласования на средней длине волны при сложении сигналов равна

$$\delta_{расс} = 2|\dot{\Gamma}_H|^2 / (1 - |\dot{\Gamma}_H|^2).$$

Четырехзондовая система (рис. П. 5). Условимся, что  $a_{12} = b_{12} = c_{12} = d_{12}$ ,

$$\begin{aligned} & |U_{д1}| = a_{12}^2 |U_{пад}|^2 |1 + \dot{\Gamma}_H e^{-j2\gamma(x_1 + x_2 + x_3)}|^2, \\ & |U_{д2}| = a_{12}^2 |U_{пад}|^2 |1 + \dot{\Gamma}_H e^{-j2\gamma(x_2 + x_3)}|^2, \\ & |U_{д3}| = a_{12}^2 |U_{пад}|^2 |1 + \dot{\Gamma}_H e^{-j2\gamma x_3}|^2, \\ & |U_{д4}| = a_{12}^2 |U_{пад}|^2 |1 + \dot{\Gamma}_H|^2, \\ & \dot{U}_{пад} = \dot{U}_Г / (1 - \dot{\Gamma}_Г \dot{\Gamma}_H e^{-j2\gamma(x_1 + x_2 + x_3)}). \end{aligned} \quad (\text{П. 46})$$

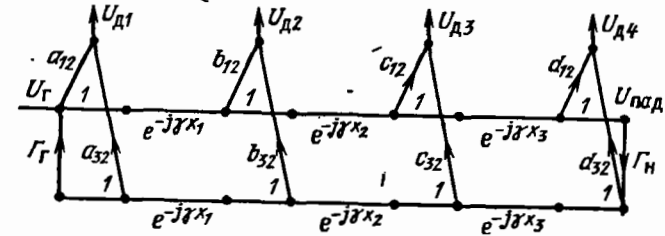


Рис. П. 5. Упрощенный граф системы из четырех зондов

При сложении сигналов на выходах зондов получим следующую погрешность измерения:

$$\delta_{расс} = \frac{2|\dot{\Gamma}_H|^2 + 2|\dot{\Gamma}_H| \cos \gamma (x_1 + x_2) \cos \{[\gamma (x_1 + 2x_2 + 3x_3) / 2] - \varphi\} \cos \gamma (x_1 + x_3) / 2}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2}. \quad (\text{П. 47})$$

Примем  $x_1 = x_3$  и для удобства введем новые обозначения:  $x_1 = x_3 = x$ ,  $x_2 = y$ . Тогда

$$\delta_{расс} = \frac{2|\dot{\Gamma}_H|^2 + 2|\dot{\Gamma}_H| \cos \gamma x \cos \gamma (x + y) \cos (2\gamma x + \gamma y - \varphi)}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2}. \quad (\text{П. 48})$$

При  $x = \lambda_{ср} / 4$ ,  $\cos \gamma x = 0$   $\delta_{расс} = 2|\dot{\Gamma}_H|^2 / (1 - |\dot{\Gamma}_H|^2)$ .

Погрешность рассогласования такой системы в полосе частот  $\pm \Delta_{п}$  составит

$$\delta_{расс} = \frac{2|\dot{\Gamma}_H|^2 + 2|\dot{\Gamma}_H| \cos [\pi (1 \pm \Delta_{п}) / 2] \cdot \cos [\pi (1 \pm \Delta_{п}) / 2 + \gamma y] \cos [\pi (1 \pm \Delta_{п}) + \gamma y - \varphi]}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2}. \quad (\text{П. 49})$$

Из выражения (П. 49) следует, что при  $y = 0$  (рис. П. 6)

$$\delta_{расс \text{ макс}} = \frac{2|\dot{\Gamma}_H|^2 \pm 2|\dot{\Gamma}_H| \cos^2 [\pi (1 \pm \Delta_{п}) / 2]}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2}. \quad (\text{П. 50})$$

Таким образом, составляющая погрешности (П. 50), возникающая при измерении в полосе частот, для четырехзондовой системы меньше, чем для двухзондовой системы.



Максимальные значения этой составляющей погрешности приведены в табл. П.3.

Таблица П.3

$\Delta_{\Pi}$	$\delta_{\text{макс}}$		
	$\Gamma_{\text{н}}=0,05$	$\Gamma_{\text{н}}=0,1$	$\Gamma_{\text{н}}=0,2$
0,05	$\pm 0,0006$	$\pm 0,0013$	$\pm 0,0027$
0,1	$\pm 0,0024$	$\pm 0,0049$	$\pm 0,010$
0,2	$\pm 0,0096$	$\pm 0,0192$	$\pm 0,0384$

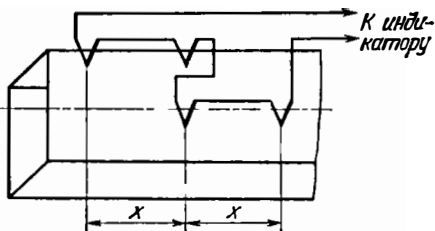


Рис. П.6. Схема соединения четырех зондов.

Несомненно, представляет интерес расположение зондов при  $x + y = \lambda_{\text{ср}}/4$ . В этом случае на средней частоте погрешность по-прежнему будет равна

$$\delta_{\text{расс}} = 2|\Gamma_{\text{н}}|^2 / (1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2),$$

а в полосе частот  $\pm \Delta_{\Pi}$  максимальное значение погрешности составит

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{2|\Gamma_{\text{н}}|^2 \pm 2|\Gamma_{\text{н}}| \cos[\pi(1 \pm \Delta_{\Pi})/2 - \gamma y] \cos[\pi(1 \pm \Delta_{\Pi})/2]}{1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2}. \quad (\text{П. 51})$$

Если  $y = x = \lambda_{\text{ср}}/8 = \lambda(1 \pm \Delta_{\Pi})/8$ , то выражение для максимального значения погрешности примет вид

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{2|\Gamma_{\text{н}}|^2 \pm 2|\Gamma_{\text{н}}| \cos[\pi(1 \pm \Delta_{\Pi})/4] \cos[\pi(1 \pm \Delta_{\Pi})/2]}{1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2}. \quad (\text{П. 52})$$

Согласно (П.52) составляющая погрешности, возникающая при измерении в полосе частот, в этом случае будет больше, чем при  $y = 0$ .

Таким образом, расположение зондов, показанное на рис. П.6, является более целесообразным.

### Приложение 3

#### ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ РАССОГЛАСОВАНИЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ МОЩНОСТИ СВЧ МЕТОДОМ ВОЛЬТМЕТРА

Показания ваттметра, использующего метод вольтметра, пропорциональны квадрату в линии передачи в месте расположения детектора, т. е.

$$P_{\text{в}} = |\dot{U}_{\text{пад}}|^2 |1 + \dot{\Gamma}_{\text{в}}|^2 / Z_{\text{ол}}, \quad (\text{П. 53})$$

где  $\dot{U}_{\text{пад}}$  — напряжение падающей волны,  $\dot{\Gamma}_{\text{в}}$  — коэффициент отражения ваттметра.

Исходя из графа (рис. П.7), отображающего схему измерения, получаем

$$\dot{U}_{\text{пад}} = \dot{U}_{\text{г}} / (1 - \dot{\Gamma}_{\text{г}} \dot{\Gamma}_{\text{в}}), \quad (\text{П. 54})$$

где  $\dot{U}_{\text{г}}$  — напряжение падающей волны на выходе генератора;  $\dot{\Gamma}_{\text{г}}$  — коэффициент отражения генератора;  $\dot{\Gamma}_{\text{в}} = \dot{\Gamma}_{\text{н}}$ .

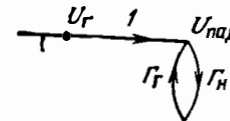
Так как мощность, отдаваемая источником в согласованную нагрузку, равна  $P_{\text{согл}} = |U_{\text{г}}|^2 / Z_{\text{ол}}$ , то погрешность измерения составит

$$\delta = P_{\text{в}} / P_{\text{согл}} - 1. \quad (\text{П. 55})$$

Подставив значение  $P_{\text{в}}$  и  $P_{\text{согл}}$  в выражение (П.55), получим

$$\delta_{\text{расс}} = \frac{|1 + \dot{\Gamma}_{\text{в}}|^2}{|1 - \dot{\Gamma}_{\text{г}} \dot{\Gamma}_{\text{в}}|^2} - 1. \quad (\text{П. 56})$$

Рис. П.7. Граф схемы измерения мощности методом вольтметра.



Максимальное значение этой погрешности будет

$$\delta_{\text{расс макс}} = \frac{(1 \pm |\dot{\Gamma}_{\text{в}}|)^2}{(1 \mp |\dot{\Gamma}_{\text{г}}| |\dot{\Gamma}_{\text{в}}|)^2} - 1. \quad (\text{П. 57})$$

Графики, рассчитанные по (П.57), приведены на рис. П.8.

Для уменьшения погрешности ваттметры обычно калибруют по образцовым приборам (рис. П.9). В процессе калибровки определяют действительное значение падающей мощности, соответствующее данному показанию калибруемого прибора

$$P_{\text{пад}} = P_{\text{ов}} / (1 - |\dot{\Gamma}_{\text{ов}}|^2), \quad (\text{П. 58})$$

где  $P_{\text{ов}}$ ,  $\dot{\Gamma}_{\text{ов}}$  — показание образцового ваттметра и его коэффициент отражения.

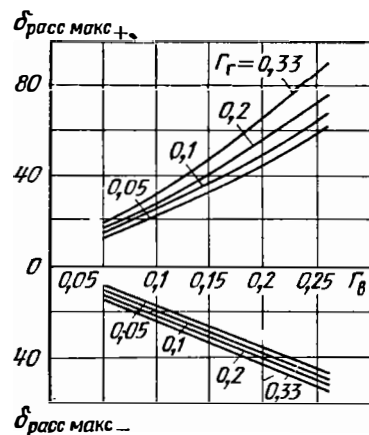


Рис. П.8. Зависимость погрешности рассогласования от  $\Gamma_{\text{в}}$  при различных значениях  $\Gamma_{\text{г}}$ .

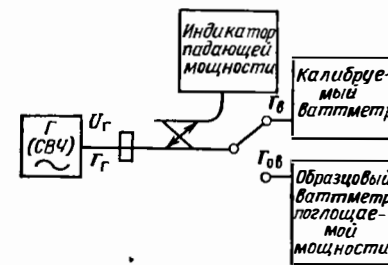


Рис. П.9. Структурная схема калибровки ваттметра.

При поочередном присоединении образцового и калибруемого приборов к выходу генератора поддерживают неизменным уровень падающей мощности. Уровень падающей мощности контролируют с помощью направленного ответвителя (направленность не менее 25–30 дБ) и индикаторного устройства. По результатам калибровки строят график  $P_{\text{пад}}/P_{\text{в}} = f(F)$ , где  $P_{\text{в}}$  — показание калибруемого ваттметра. Пользуясь этим графиком при измерениях, показания ваттметра приводят в соответствие со значением падающей мощности.

Разница между падающей мощностью и мощностью, отдаваемой источником в согласованную нагрузку, представляет собой погрешность рассогласования и в относительных величинах будет равна,

$$\delta_{\text{расс}} = P_{\text{пад}} / P_{\text{согл}} - 1. \quad (\text{П. 59})$$

Так как

$$P_{\text{пад}} = |U_r|^2 / (Z_{0л} |1 - \Gamma_r \Gamma_B|^2),$$

$$P_{\text{согл}} = |U_r|^2 / Z_{0л},$$

то

$$\delta_{\text{расс}} = 1 / |1 - \Gamma_r \Gamma_B|^2 - 1. \quad (\text{П. 60})$$

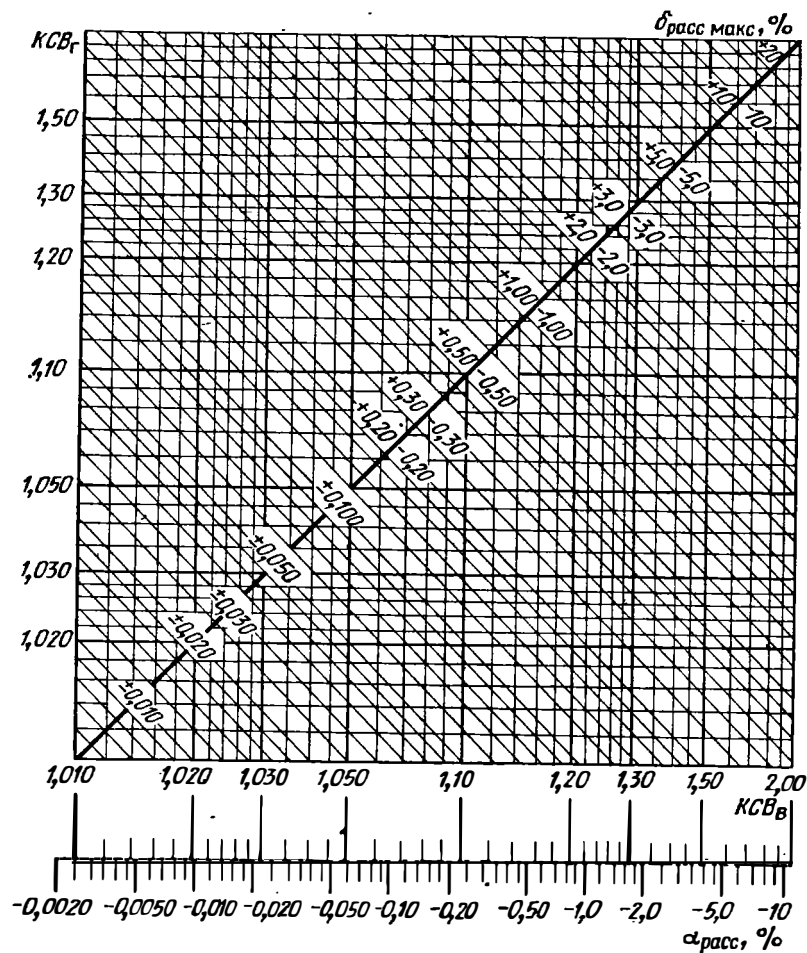


Рис. П.10. Номограмма для определения погрешности рассогласования.

Максимальное значение погрешности рассогласования составит

$$\delta_{\text{расс макс}} = 1 / (1 \pm |\Gamma_r| |\Gamma_B|)^2 - 1. \quad (\text{П. 61})$$

При малых значениях  $\Gamma_r$  и  $\Gamma_B$

$$\delta_{\text{расс макс}} = \pm 2 |\Gamma_r| |\Gamma_B|.$$

Максимальные значения погрешности рассогласования могут быть определены с помощью номограмм (рис. П.10, П.11), на которых  $KCB_r$ ,  $KCB_B$  — соответственно КСВ генератора и ваттметра,  $\alpha_{\text{расс}} = |\Gamma|^2$  — потери рассогласования.

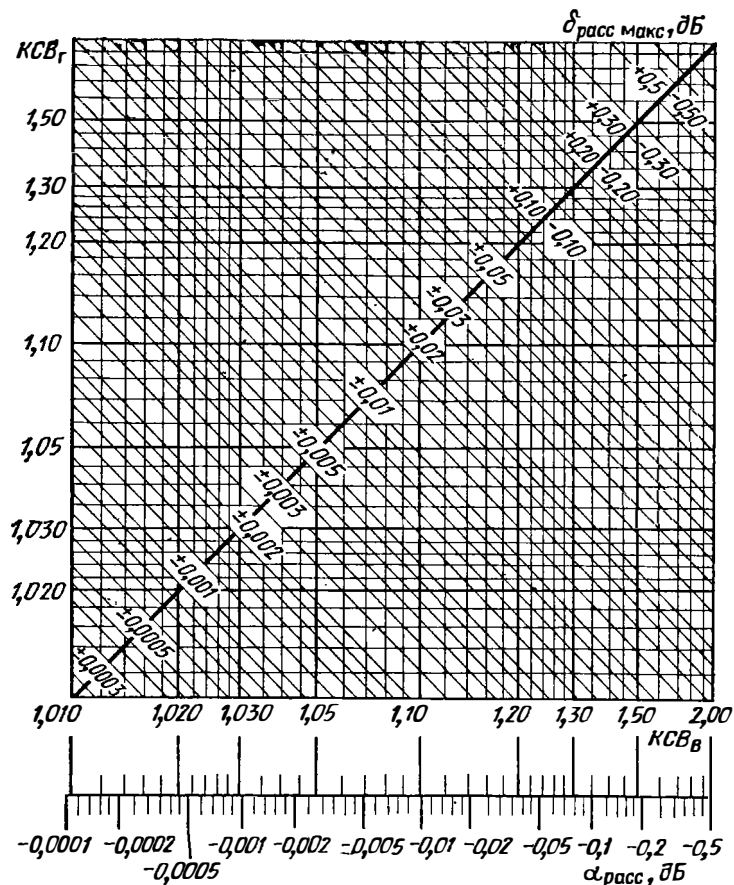


Рис. П.11. Номограмма для определения погрешности рассогласования.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

К главе I

1. Техника измерений на сантиметровых волнах. Пер. с англ. Под ред. Г. А. Ремеза. М., «Сов. радио», 1949.
2. Валитов Р. А., Сретенский В. Н. Радиозмерения на СВЧ. М., Воениздат, 1951.
3. Гинзтон Э. П. Измерение на сантиметровых волнах. Пер. с англ. Под ред. Г. А. Ремеза. М., ИЛ, 1960.
4. Бокриская А. А., Скюрик Е. Т. Методы измерения мощности СВЧ. Киев, Техиздат УССР, 1962.

5. Тишер Ф. Техника измерений на сверхвысоких частотах. Пер. с нем. Под ред. В. Н. Сретенского. М., Физматгиз, 1963.
6. Измерения в электронике. Справочник. Т. 1. Под ред. Б. А. Доброхотова. М.-Л., «Энергия», 1965.
7. Маликов С. Ф., Тюрин Н. И. Введение в метрологию. М., Гос. комитет стандартов, мер и измерительных приборов СССР, 1965.
8. Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот. Т. 1. Пер. с англ. М., «Сов. радио», 1965.
9. Метрология. Термины и определения. ГОСТ 16263—70. М., 1970.
10. Ваттметры СВЧ. Технические требования. ГОСТ 13605—75. М., 1975

## К главе 2

1. Кальве Э., Прат А. Микрокалориметрия. М., ИЛ, 1963.
2. Физический энциклопедический словарь, Т. 1—V. М., «Сов. энциклопедия», 1962.
3. Измерения в электронике. Справочник, Т. 1. Под ред. В. А. Доброхотова. М.-Л., «Энергия», 1965.
4. Метрология. Термины и определения. ГОСТ 16263—70. М., 1970.
5. Бродский А. И., Проиенко В. И. Микрокалориметры для измерения СВЧ мощности. — «Измерительная техника», 1957, № 5.
6. Термометрическое охлаждение. М., Изд-во АН СССР, 1956. Авт.: А. Ф. Иоффе, Л. С. Стильбанс, Е. К. Иорданишвили, Т. С. Ставицкая.
7. Бродский А. И. Калориметр для измерения СВЧ мощности. Авт. свидетельство № 167545. — «БИ», 1965, № 2.
8. Tian A. Microcalorimetre a compensation par effect Pelties et Joule. — «Bull. Soc. Chim.», 1923, v. 33 (4), p. 427.
9. Михеев М. А. Основы теплопередачи. М., Госэнергоиздат, 1947.
10. Бродский А. И. Измерение мощности в миллиметровом диапазоне волн. — «Измерительная техника», 1959, № 11.
11. Проиенко В. И. Анализ погрешностей микрокалориметра с проточной жидкостью. — «Труды институтов Комитета стандартов. Исследования в области радиотехнических измерений» М., Стандартгиз. 1960, вып. 48 (108).
12. Проиенко В. И. Широкодиапазонный калориметрический измеритель мощности СВЧ. — «Измерительная техника», 1965, № 9.
13. Билько М. И. Сверхширокополосная коаксиальная калориметрическая нагрузка. — «Вопросы радиоэлектроники. Серия VI. Радиоизмерительная техника», 1961, вып. 1.
14. Sucher M., Carlin H. J. Broad-band calorimeters for the measurement of low and medium level microwave power. I. Analysis and design. — «IRE Trans.», 1958, v. MTT-6, № 2, p. 188—194.
15. James A. V., Sweet L. O. Broad-band calorimeters for the measurement of low and medium level microwave power. II. Construction and performance. — «IRE Trans.», 1958, v. MTT-6, № 2, p. 195—202.
16. Hudson P. A., Alfred C. M. A dry, static calorimeter for rf power measurement. — «IRE Trans.», 1958, v. I-7, № 3—4, p. 292—296.
17. Vinding J. P. An accurate calorimeter for high microwave power. — «Microwave J.», 1961, v. IV, № 1, p. 41—46.
18. Clark R. F. A coaxial calorimeter for use a microwave power standard. — «IEEE Trans.», 1965, v. IM-14, № 1—2, p. 59—63.
19. Microwave power measurement. — «Hewlett Packard Application», Note 64.
20. Rumpfelt A. Y., Elwell L. B. Radio frequency power measurements. — «Proc. IEEE», 1967, v. 55, № 6, p. 837—850.
21. Omori S., Sakurai K. New estimating method of equivalence error in microwave microcalorimeter. — «IRE Trans.», 1958, v. I-7, № 3—4, p. 307—309.
22. Engen G. F. A refined X-band microwave microcalorimeter. — «J. Res. NBS», 1959, v. 63C, № 3, p. 77—82.
23. Allison J., Beuson F. A. Waveguide surface finish and attenuation. — «Electronic Engin.», 1965, № 11, p. 482—487.

24. Crawford M. L. A new rf—dc substitution calorimeter with automatically controlled reference power. — «IEEE Trans.», 1968, v. IM-14, № 4, p. 378—384.
25. Рабинович Б. Е. Методика суммирования частотных погрешностей в области радиотехнических измерений — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1961, вып. 4.
26. Механиков А. И. Оценка погрешности радиоизмерений на СВЧ а условиях априорной недостаточности. — «Измерительная техника», 1970, № 4.
27. Слущкая В. В. Тонкие пленки в технике СВЧ. М., «Сов. радио», 1967.
28. Кржимовский В. И. Боллометрические головки для измерения мощности на частотах до 1000 МГц. — «Измерительная техника», 1960, № 8.
29. Кржимовский В. И., Кшимовский В. В. Образцовый боллометрический измеритель мощности СВЧ на частотах до 3000 МГц. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1962, вып. 4.
30. Шашков А. Г., Каперович А. С. Динамические свойства цепей с термисторами. М., Госэнергоиздат, 1962.
31. Баймуратов Е. А., Селивановский А. Д. Боллометр. Авт. свидетельство № 178526. — БИ, 1966, № 3.
32. Баймуратов Е. А. Измерительные СВЧ головки с малоинерционными пленочными боллометрами. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1970, вып. 4.
33. Кржимовский В. И., Кшимовский В. В., Сергеев И. А. Коаксиальные боллометрические головки для точного измерения мощности в диапазоне частот 0,03—10 ГГц. — «Измерительная техника», 1967, № 5.
34. Коиторович Э. Г., Тихонов Ю. П. Боллометрическая головка. Авт. свидетельство № 181689. — БИ, 1966, № 10.
35. Кржимовский В. И. Боллометрическая головка для коаксиальной линии. Авт. свидетельство № 166388. — БИ, 1964, № 22.
36. Шаров П. П. Коаксиальная термисторная вставка. Авт. свидетельство № 246670. — БИ, 1969, № 21.
37. Баймуратов Е. А. Малоинерционные пленочные боллометры измерительных СВЧ головок. — «Вестник Киев. Политехн. ин-та. Радиотехника и электроника», 1970, № 7.
38. Шаров П. П., Хилов В. П. Исследование характеристик теплосвязанных СВЧ термисторов. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1962, вып. 2.
39. Карлин Г. Точность боллометрических методов измерения мощности. — «Вопросы радиолокационной техники», 1953, № 2 (14).
40. Pramann R. J. Making accuracy microwave power measurements. — «Electronic Industries», 1964, v. 23, № 4, p. 126—132.
41. Engen G. H. A dc-rf substitution error in dual-element bolometer mounts. — «IEEE Trans.», 1964, v. IM-13, № 2—3, p. 58—64.
42. Шаров П. П., Кольцова Н. И. О погрешности измерения СВЧ мощности в схеме сбалансированного моста с двумя термочувствительными элементами. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1965, вып. 7.
43. Шаров П. П. О погрешности измерения СВЧ мощности методом замещения при использовании двух боллометров. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1966, вып. 3.
44. Шаров П. П. Использование двух термисторов для измерения малой СВЧ мощности в коаксиальных трактах. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1968, вып. 1.
45. Шаров П. П. Термисторные вставки для измерения СВЧ мощности в коаксиальных трактах. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1971, вып. 2.
46. Фрумкин В. Д. Особенности работы термисторов при воздействии на них импульсного СВЧ сигнала. — «Измерительная техника», 1961, № 3.
47. Томашевский А. К. Двойной термисторный мост с непосредственным отсчетом. — «Труды институтов Комитета стандартов. Радиотехнические измерения», М., Стандартгиз, 1960, вып. 44 (104).

48. Закс Л. М., Беликов Е. Н. Боллометрический мост. — «Измерительная техника», 1961, № 9.

49. Закс Л. М., Петров В. М. Новый метод температурной компенсации термисторных измерителей СВЧ мощности. — «Труды институтов Комитета стандартов. Исследования в области радиотехнических измерений. М., Стандартгиз, 1962, вып. 65 (125).

50. Aslan E. E. Thermistor bead matching for temperature compensated rf power thermistor mount. — «IEEE Trans.», 1967, v. IM-16, № 3, p. 192—196.

51. Просяко В. И., Усорис В. Н., Шулика С. Д. Компенсация дрейфа нуля термисторных микроваттметров. — «Измерительная техника», 1968, № 7.

52. Усорис В. Н. Эффективность метода температурной компенсации, основанного на использовании дискового термистора. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1969, вып. 6.

53. Adams J. W., Jarvis S. Current distribution in barreters and its application to microwave power measurements. — «IEEE Trans.», 1969, v. MTT-17, № 10, p. 778—785.

54. Кржнмовский В. И. Боллометрический мост и термисторный мост с термомпарами для измерения СВЧ мощности. — «Измерительная техника», 1969, № 3.

55. Jarvis S., Adams J. W. Calculation of substitution error in barreters. — «J. of Res. NBS», 1968, v. 72C, № 2, p. 127—137.

56. Закс Л. М., Беликов Е. Н., Рыпалев С. В., Петров В. М. Термисторный мост с автоматическим цифровым отсчетом и автоматической коррекцией нуля. — «Измерительная техника», 1965, № 9.

57. Рыпалев С. В. Устройство для измерения мощности. Авт. свидетельство № 317985. — БИ, 1971, № 31.

58. Рыпалев С. В., Нестулей С. А., Небольсина Ю. В., Паяова Т. В. Термисторный мост с цифровым отсчетом для измерения мощности СВЧ. — «Измерительная техника», 1972, № 9.

59. Груздеа С. В. и др. Измеритель мощности СВЧ. Авт. свидетельство № 293213. — БИ, 1971, № 5. Авт. изобретения: С. В. Груздев, Н. Д. Дубовой, Р. Г. Карпов, В. И. Осокин, С. И. Чибриков, С. В. Рыпалев.

60. Груздев С. В. и др. Измеритель мощности СВЧ. Авт. свидетельство № 270888. — БИ, 1970, № 17. Авт. изобретения: С. В. Груздев, Н. Д. Дубовой, Р. Г. Карпов, В. И. Осокин, С. И. Чибриков.

61. Груздев С. В., Дубовой Н. Д., Карпов Р. Г., Осокия В. И. Цифровой измеритель СВЧ мощности. — «Изв. вузов СССР. Приборостроение», 1970, т. XIII, № 1.

62. Груздев С. В., Дубовой Н. Д., Карпов Р. Г. Цифровой измеритель мощности СВЧ с автоматическим выбором предела. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1971, вып. 8.

63. Осокин В. И., Дубовой Н. Д., Карпов Р. Г., Груздев С. В. Цифровой микроваттметр с автоматической термокомпенсацией. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1971, вып. 8.

64. Осокин В. И., Дубовой Н. Д., Карпов Р. Г., Груздев С. В. Об одном способе повышения чувствительности и точности измерительной мощности СВЧ с частотно-импульсным преобразованием. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1971, вып. 8.

65. Томашевский А. К., Русейкин П. Н., Кольцова Н. И. Термообразователи косвенного подогрева для измерения мощности СВЧ. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1971, вып. 4.

66. Баймуратов Е. А., Майоров Л. И. Малоинерционные пленочные термоэлектрические преобразователи СВЧ мощности. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1971, вып. 2.

67. Баймуратов Е. А. Пленочный датчик измерителя мощности СВЧ. Авт. свидетельство № 272610. — БИ, 1970, № 19.

68. Aslan E. E. Design of a low-zero-drift thermocouple element. — «IEEE Trans.», 1971, v. IM-20, № 1, p. 16—19.

69. Нодельман М. Б., Пвулин Г. Н. Термоэлектрический оконечный коак-

сиальный измеритель СВЧ мощности. Авт. свидетельство № 291156. — БИ, 1971, № 3.

70. Кольцова Н. И., Русейкин П. Н., Яшкова М. П. Термоэлектрические преобразователи на основе теллурида свинца для измерения СВЧ мощности. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1971, вып. 3.

71. Сергеева А. Е. Пленочный датчик измерителя мощности. Авт. свидетельство № 169594. — БИ, 1965, № 7.

72. Левин М. М., Брянский Л. И. Зависимость величина квадратичного участка характеристики детектора от его нагрузки. — «Измерительная техника», 1963, № 10.

73. Герман Астер. Схема диодного вольтметра. Чехословацкий патент, кл. 21e, 30/10, № 92464, 15.10.1959.

74. Волгин Л. И. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем. М., «Сов. радио», 1971.

75. Федоров А. М. Методика и аппаратура для определения пролетной погрешности диодных вольтметров. — «Измерительная техника», 1961, № 1.

76. Леаини М. М. Влияние высших гармоник в измеряемом напряжении на показание лампового вольтметра с экспоненциальной характеристикой. — «Измерительная техника», 1961, № 1.

77. Кольчяко С. Ф. К вопросу об измерении мощности ламповым ваттметром на диодах. — Изв. вузов. Радиотехника, 1958, № 2.

78. Смолов В. Б. Диодные функциональные преобразователи. М., «Энергия», 1967.

79. Гуревич А. Г. Ферриты на сверхвысоких частотах. М., Физматгиз, 1960.

80. Богданов Г. Б. Основы теории и применения ферритов в режиме измерений и контроля. М., «Сов. радио», 1967.

81. Богданов Г. Б., Бокринская А. А. Ферритовые термисторы. Киев, Гостехиздат УССР, 1964.

82. Бокринська О. Я., Вуятесмері В. С., Кисляковський А. В. Ферромагнітний резонанс у техніці сантиметрових хвиль. Київ, «Техніка», 1966.

83. Михайловский Л. К. Способ абсолютного селективного по частоте измерения напряженности магнитного поля СВЧ колебаний и мощности в импульсе. Авт. свидетельство № 163226. — БИ, 1964, № 12.

84. Михайловский Л. К., Балаков В. Ф., Пучков В. С., Радченко В. Ф. Малоинерционный частотно-избирательный датчик мощности для СВЧ пикового мЯлливольтметра. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1968, вып. 6.

85. Габеева И. К., Крацкия Л. Н., Пучков В. С. Вопросы разработки и применения ферритовых датчиков—преобразователей в режиме кроссуммования. — Труды МЭИ. Темат. сб. Физика магнитных явлений. 1975, вып. 278.

86. Шакарзянов Ф. Н., Апенина Г. В. Селективный ферритовый датчик-преобразователь для измерения импульсной СВЧ мощности высокого и сверхвысокого уровня. — В кн.: Республиканский межведомственный тематический научно-технический сборник. Радиотехника. Вып. 23, Харьков, Гос. ун-т, 1972.

87. Паичеико М. А. Применение серийного термисторного моста М4-1 с высокоомными ферритовыми болометрами для измерения мощности. — «Вестник КПИ. Сер. радиотехническая», 1966, № 3.

88. Богданов Г. Б., Воронов Ю. К. Устройство для измерения СВЧ мощности. Авт. свидетельство № 175093. — БИ, 1965, № 19.

89. Боровицкий С. И. Некоторые задачи, возникающие при проектировании калориметрических измерителей мощности и энергии оптического диапазона. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1966, вып. 5.

90. Боровицкий С. И. Калориметр с конечной теплопроводностью как элемент электрической схемы. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1972, вып. 1.

91. Боровицкий С. И. Измеритель средней мощности и энергии импульсов ОКГ М3-24. — «Импульсная фотометрия», 1972, вып. 2.

92. Боровицкий С. И. Калориметрический способ измерения энергии импульсов излучения. Авт. свидетельство № 278168. — БИ, 1970, № 25.

93. Боровицкий С. И., Гаврилов В. Н., Козлов В. В. Исследование возможности расширения области использования прибора МЗ-24. — В кн.: Республиканский межведомственный тематический научно-технический сборник. Радиотехника. Вып. 23, Харьков, Гос. ун-т, 1973.

#### К главе 3

1. Бондаренко И. К., Дейнега Г. А., Маграчев З. В., Автоматизация измерений параметров СВЧ трактов. М., «Сов. радио», 1969.

2. Волков В. М., Дидык Л. А., Кравченко Н. И., Кукуш В. Д. К вопросу о разработке датчика проходящей мощности СВЧ на поглощающей стенке с оптимальными параметрами. — В кн.: Республиканский межведомственный тематический научно-технический сборник. Радиотехника. Вып. 19. Харьков. Гос. ун-т, 1971.

3. Механиков А. И. Синтез неэквидистантных СВЧ устройств. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1971, вып. 1.

4. Сиротников А. И., Жилков В. С. Об одном подходе к синтезу многоэлементных датчиков мощности СВЧ. — В кн.: Республиканский межведомственный тематический научно-технический сборник. Радиотехника. Вып. 24, Харьков. Гос. ун-т, 1973.

5. Cullen A. L. Absolute power measurement at microwave frequencies. — «Proc. IEE», 1952, v. 99, pt. IV, p. 100—111.

6. Cullen A. L. A general method for the absolute measurement of microwave power. — «Proc. IEE», 1952, v. 99, pt. IV, № 2, p. 112—120.

7. Cullen A. L., Stephenson I. M. A torque-operated wattmeter for 3 cm microwaves. — «Proc. IEE», 1952, v. 99, pt. IV, № 4, p. 294—301.

8. Cullen A. L., Rogel B., Okamura S. A wide-band double-vane torque-operated wattmeter for 3cm microwaves. — «Trans. IRE», 1958, v. MTT-6, № 2, p. 133—136.

9. Пенякова В. Г. Ваттметры нового типа для измерения мощности в волноводе. — «Радиотехника», 1954, т. 9, № 5.

10. Barlow H. M. Microwave power measurements. — «IEEE Trans.», 1962, v. I—11, № 3—4, p. 257—263.

11. Валитов Р. А. Стрелочные приборы для измерения мощности на сантиметровых волнах. — «Измерительная техника», 1956, № 4.

12. Валитов Р. А. Пондеромоторные силы электромагнитных волн и возможности их применения. — «Труды радиофиз. фак. ХГУ», 1959, т. 3.

13. Валитов Р. А., Билык Е. Г. К вопросу об измерении высоких уровней мощности. — «Труды радиофиз. фак. ХГУ», 1959, т. 3.

14. Кукуш В. Д. Устранение погрешности, связанной с рассогласованием пондеромоторных измерителей мощности. — «Труды радиофиз. фак. ХГУ», 1957, т. 2.

15. Кукуш В. Д., Орлов В. Г. О нижнем пределе мощности, измеряемой пондеромоторным ваттметром. — «Труды радиофиз. фак. ХГУ», 1959, т. 3.

16. Валитов Р. А., Кукуш В. Д., Орлов В. Г. Использование пондеромоторных эффектов электромагнитного поля в технике измерения мощности на СВЧ. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI, Радиоизмерительная техника», 1960, вып. 1.

17. Кукуш В. Д., Жилков В. С. Проектирование пондеромоторных измерителей мощности. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1960, вып. 1.

18. Кукуш В. Д., Орлов В. Г. Повышение точности электрической калибровки пондеромоторных измерителей мощности на СВЧ. — «Измерительная техника», 1960, № 2.

19. Жилков В. С., Шпагии Ю. В., Середий В. П. и др. Комбинированный пондеромоторный измеритель мощности СВЧ. — В кн.: Республиканский межведомственный тематический научно-технический сборник. Радиотехника. Вып. 24. Харьков, Гос. ун-т, 1973.

20. Берман П. С. Использование эффекта Холла в полупроводниках для измерения электрической мощности. — ЖТФ, 1957, т. 27, вып. 6.

21. Валитов Р. А., Мириный И. Н., Катков А. Е., Домаюва Е. А. Приме-

нение эффекта Холла в полупроводниках для измерения мощности в коаксиальной линии в диапазоне дециметровых волн. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1961, вып. 1.

22. Barlow H. M. A proposed new method of measuring microwave power and impedance using Hall effect in semiconductor. — «Proc. IEE», 1962, v. 109, Pt. B, № 45, p. 286—289.

23. Rugary A. D. A Hall effect power meter. — «Electronic Industries», 1962, v. 21, № 6, p. 276—282.

24. Мазуров М. Е. Электронные устройства с датчиками Холла и магнито-сопротивления. — М., ЦНИИПИ, 1965.

25. Брайко В. В., Ориатский П. П., Таранов С. Г. Компенсационные измерительные преобразователи с датчиками Холла. — «Автометрия», 1966, № 1.

26. Котосинов Н. В., Хлявич Я. Л., Дудкин В. П., Антропова Л. X. К вопросу о возможности использования датчиков Холла для контроля больших уровней импульсной проходящей мощности СВЧ. — «Изв. вузов. Радиофизика», 1968, т. XI, № 8.

27. Котосинов Н. В., Дудкин В. П., Петров Ю. Н. О некоторых путях повышения чувствительности индикатора СВЧ мощности на эффекте Холла. — «Труды Воронеж. ун-та», 1971, вып. 77.

28. Комов А. Н., Пахомов В. В. Измерители СВЧ мощности на основе датчиков эдс Холла. — «Труды Куйбышев. авиационного ин-та», 1970, вып. 44.

#### К главе 4

1. Лейтес Р. Д. К расчету пикового детектора. — «Радиотехника», 1950, № 6.

2. Грязнов М. И., Гуревич М. Л., Маграчев З. В. Измерение импульсных напряжений. М., «Сов. радио», 1969.

3. Федоров А. М. Влияние формы кривой измеряемого напряжения на показания диодных пиковых вольтметров. — «Измерительная техника», 1958, № 6.

4. Сидоренко Н. Я., Мальцев В. Я. Компенсационный способ измерения амплитуды импульсного напряжения. Авт. свидетельство № 177532. — БИ, 1966, № 1.

5. Левин М. М. К вопросу о погрешности компенсационного метода измерения импульсного напряжения. — «Измерительная техника», 1961, № 2.

6. Evendorf S. Microwave peak power measurement. — «J. ISA», 1965, v. 12, № 5, p. 71—75.

7. Hudson P. A. Measurement of rf peak pulse power. — Proc. IEEE, 1967, v. 55, № 6, p. 851—855.

8. Пелых Н. А. Боллометрический измеритель импульсной мощности. — «Измерительная техника», 1966, № 2.

9. Вебра А. И., Пожела Ю. К. Исследование подвижности носителей тока в германии в сильных электрических полях. — «Труды АН Лит. ССР», Серия Б, 2 (25).

10. Пожела Ю. К. Использование разогрева электронов в полупроводниках для техники радиоизмерений. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1962, вып. 4.

11. Cornwell E. M., Zucker J. Thermoelectric effect of hot carriers. — «J. Appl. Phys.», 1965, v. 36, № 7, p. 2192—2196.

12. Гуога В. И., Пожела Ю. К. О чувствительности СВЧ детектора на горячих носителях тока. — «Радиотехника и электроника», 1969, т. XIV, вып. 3, с. 565.

13. Пожела Ю. К., Репшас К. К., Гечяускас С. И. Устройство для измерения мощности СВЧ колебаний. Авт. свидетельство № 232374. — БИ, 1966, № 1.

14. Захаров Ю. И., Котосинов Н. В., Питаиов В. С., Хохряков Г. И. Полупроводниковый преобразователь на эффекте тэдс горячих носителей заряда в измерительной СВЧ линии. — «Приборы и техника эксперимента», 1972, № 5.

15. Бокринская А. А., Вунтесмери В. С. Применение ферромагнитных пленок для измерения пиковой СВЧ мощности. — В кн.: Республиканский меж-

ведомственный тематический научно-технический сборник. Радиотехника. Вып. 23, Харьков. Гос. ун-т, 1972.

16. Ву Динь Кы. О плоском гальваномагнитном эффекте и тонких ферромагнитных пленках. — «Изв. АН СССР. Сер. физ.», 1965, т. XXIX, № 4.

17. Egan W. G. Iuretscke H. I. DC deflection of ferromagnetic resonance in thin nickel films. «J. Appl. Phys.», 1963, v. 34, № 5.

18. Грязнов М. И. Интегральный метод измерения импульсов. М., «Сов. радио», 1975.

19. Грязнов М. И., Мусин Р. М. Измерение параметров радиоимпульсов интегральным методом, Ч. 2. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1968, вып. 4.

20. Грязнов М. И., Мусин Р. М., Билько М. И. Устройство для измерения мощности импульсных сигналов. Авт. свидетельство № 223191. — БИ, 1968, № 24.

21. Грязнов М. И., Мусин Р. М. Измерение параметров радиоимпульсов интегральным методом. — «Вопросы радиоэлектроники. Серия VI. Радиоизмерительная техника», 1969, вып. 1.

22. Мусин Р. М. Анализ погрешностей измерения параметров радиоимпульсов интегральным методом за счет искажения формы огибающей входными преобразователями. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. VI. Радиоизмерительная техника», 1971, вып. 4.

23. Матюшкин Ю. Д. Автоматический преобразователь для измерения импульсной мощности СВЧ. — «Труды Рязан. радиотехн. ин-та», 1972, вып. 39.

24. Механиков А. И., Мыльников А. В., Петрова Т. Н. Образцовая мера импульсной мощности в волноводных трактах. — «Труды ВНИИФТРИ», 1972, вып. 6 (36).

25. Проенко В. И., Чуйко В. Г. Измерение мощности в импульсе в волноводных трактах. — «Труды ВНИИФТРИ», 1972, вып. 6 (36).

#### К главе 5

1. Engen G. F. A bolometer mount efficiency measurement technique. — «J. Res. NBS», 1961, v. 65C, № 2, p. 113—124.

2. Кржимовский В. И., Кшимовский В. В., Сергеев И. А. Установка для аттестации коаксиальных болометрических головок по коэффициенту преобразования при частотах 0,03—10 ГГц. — «Измерительная техника», 1967, № 6.

3. Проненко В. И., Чуйко В. Г. Калориметрическая установка для аттестации приемных преобразователей тепловых ваттметров СВЧ. — «Измерительная техника», 1970, № 7.

4. Чуйко В. Г. Аттестация приемных преобразователей термисторных СВЧ ваттметров, имеющих большую инерционность. — «Труды ВНИИФТРИ», 1972, вып. 6 (36).

5. Общесоюзная поверочная схема для средств измерения мощности электромагнитных колебаний в волноводных трактах в диапазоне частот 2,59—37,5 ГГц. ГОСТ 8.059—73. М., 1973.

6. Общесоюзная поверочная схема для средств измерения мощности переменного тока на высоких частотах в коаксиальных трактах в диапазоне частот 30—10 000 МГц. ГОСТ 8.074—73. М., 1973.

7. Фрумкин В. Д. Методика определения погрешностей измерения средней мощности импульсно-модулированных СВЧ колебаний. — «Труды институтов Комитета стандартов. Радиотехнические измерения». М., Стандартгиз 1960, вып. 44 (104).

8. Механиков А. И., Фрумкин В. Д., Чуйко В. Г. Основные достижения и перспективы развития метрологического обеспечения измерения мощности СВЧ. — «Измерительная техника», 1975, № 4.

9. Механиков А. И., Перепелкин В. А. Калибровка волноводных болометрических преобразователей проходящей мощности. — «Измерительная техника», 1964, № 7.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
<b>Глава 1. Общие сведения о приборах для измерения мощности</b> . . . . .	<b>4</b>
1.1. Основные характеристики . . . . .	6
1.2. Основные узлы ваттметров . . . . .	10
1.3. Классификация ваттметров [10] . . . . .	12
<b>Глава 2. Методы и приборы для измерения поглощаемой мощности</b> . . . . .	<b>13</b>
2.1. Тепловые методы. Общие сведения . . . . .	13
2.2. Калориметрический метод . . . . .	14
2.3. Болометрический метод . . . . .	30
2.4. Термоэлектрический метод . . . . .	58
2.5. Метод вольтметра . . . . .	69
2.6. Метод с использованием частотно-избирательных ферритовых элементов . . . . .	76
2.7. Краткие сведения о приборах для измерения мощности в оптическом диапазоне длин волн . . . . .	81
2.8. Особенности ваттметров, используемых в автоматических системах . . . . .	84
<b>Глава 3. Методы и приборы для измерения проходящей мощности</b> . . . . .	<b>86</b>
3.1. Метод поглощающей стенки . . . . .	86
3.2. Зондовый метод . . . . .	90
3.3. Пондеромоторный метод . . . . .	96
3.4. Метод, основанный на использовании эффекта Холла . . . . .	105
3.5. Метод измерения проходящей мощности с направленными ответвителями . . . . .	109
<b>Глава 4. Методы и приборы для измерения импульсной мощности</b> . . . . .	<b>112</b>
4.1. Метод пикового детектора (вольтметра) . . . . .	112
4.2. Интегрально-дифференциальный метод . . . . .	116
4.3. Измерение среднего значения мощности и расчет импульсной по известной скважности . . . . .	118
4.4. Методы сравнения с опорным сигналом . . . . .	119
4.5. Метод, основанный на изменении сопротивления полупроводниковых элементов под действием СВЧ поля . . . . .	122
4.6. Метод, основанный на использовании эффекта образования термо-э. Д. с. «горячих» носителей тока в полупроводниковых элементах под действием СВЧ поля . . . . .	124
4.7. Применение ферромагнитных пленок . . . . .	126
4.8. Интегральный метод . . . . .	127
<b>Глава 5. Вопросы эксплуатации СВЧ ваттметров</b> . . . . .	<b>131</b>
5.1. Контроль и измерение основных параметров ваттметров . . . . .	131

5.2. Основные правила работы с приборами при измерении мощности . . . . .	141
5.3. Способы повышения точности измерений . . . . .	142
5.4. Особенности измерения мощности при использовании внешних ослабителей . . . . .	145
<b>З а к л ю ч е н и е . . . . .</b>	<b>147</b>
<b>П р и л о ж е н и е 1.</b> Определение погрешности рассогласования при измерении проходящей мощности с помощью ваттметра с поглощающей стенкой . . . . .	<b>148</b>
<b>П р и л о ж е н и е 2.</b> Определение погрешности рассогласования при измерении проходящей мощности зондовыми устройствами . . . . .	<b>150</b>
<b>П р и л о ж е н и е 3.</b> Определение погрешности рассогласования при измерении мощности СВЧ методом вольтметра . . . . .	<b>156</b>
<b>Список литературы . . . . .</b>	<b>159</b>

МИХАИЛ ИЛЛАРИОНОВИЧ БИЛЬКО  
 АРСЕНИЙ КОНСТАНТИНОВИЧ ТОМАШЕВСКИЙ  
 ПАВЕЛ ПАВЛОВИЧ ШАРОВ  
 ЕВГЕНИЙ АНТОНОВИЧ БАЙМУРАТОВ

**ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ НА СВЧ**

Редактор **И. И. Рюжина**  
 Художественный редактор **З. Е. Вендрова**  
 Обложка художника **В. В. Волкова**  
 Технический редактор **Г. А. Мешкова**  
 Корректор **Г. М. Денисова**

Сдано в набор 30/IX 1975 г. Подписано в печать 23/II 1975 г.  
 Т-22114 Формат 60×90<sup>1/16</sup>. Бумага типографская № 2  
 Объем 10,5 усл. п. л. Уч.-изд. л. 11,564  
 Тираж 6800 экз. Заказ 493 Цена 59 коп.  
 Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт а/я 693

Московская типография № 4 «Союзполиграфпрома»  
 при Государственном Комитете Совета Министров СССР  
 по делам издательства, полиграфии и книжной торговли,  
 Москва, И-41, Б. Переяславская, 46.