

КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

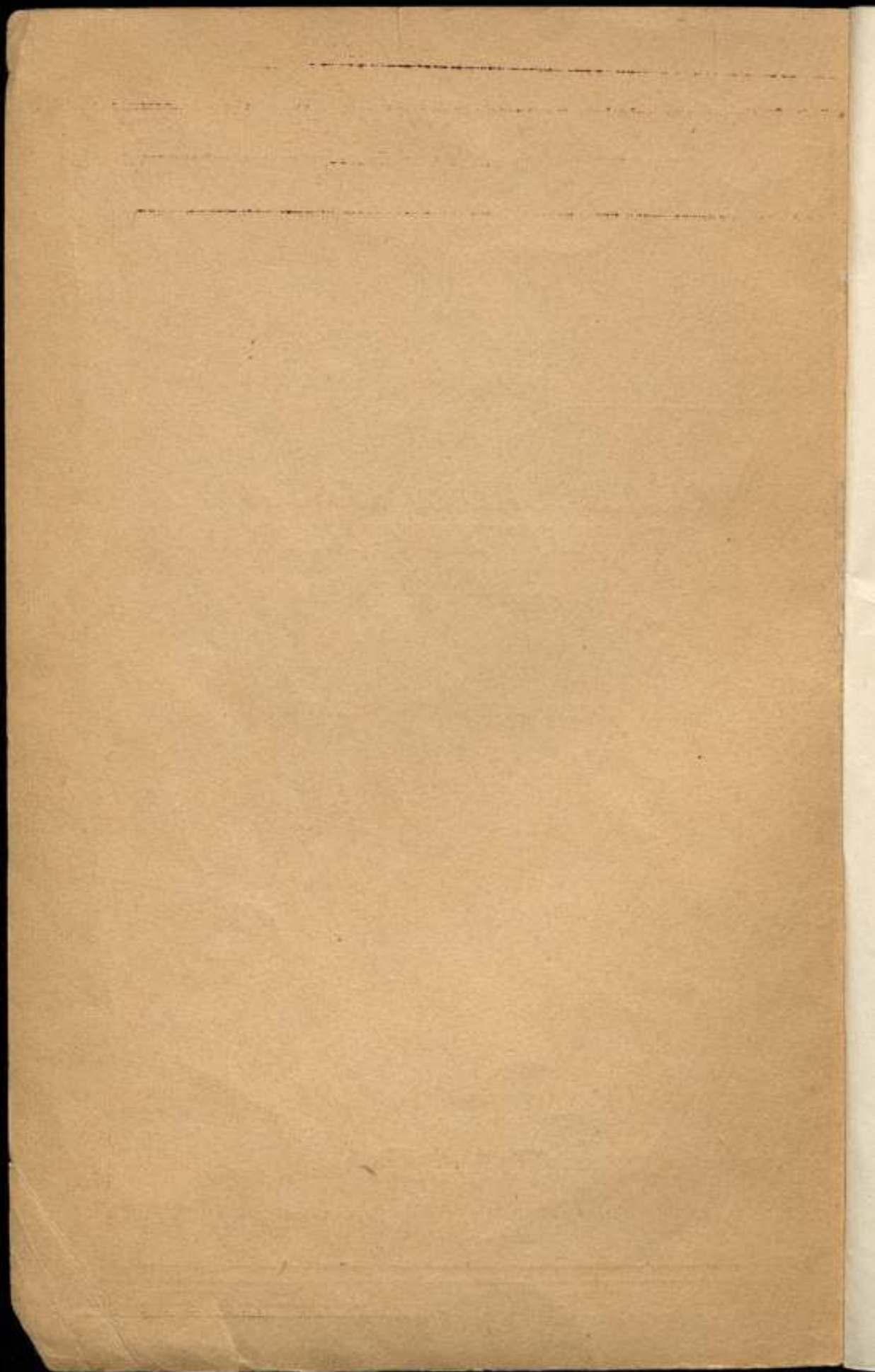
**ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ
И РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ**

**ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ**

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА

ВЫПУСК 48(108)

СТАНДАРТГИЗ
МОСКВА — 1960



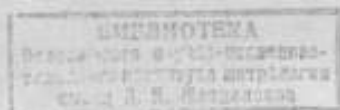
КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ
при СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА

ВЫПУСК 48(108)



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ
МОСКВА — 1960



№ 12476

Ответственный редактор выпуска
канд. техн. наук Л. М. Зак

27751/26

Редакционная коллегия:

Г. Д. Бурдун, А. Л. Дуклер, В. И. Ермаков, М. К. Жоховский,
Л. М. Зак, А. И. Константинов, В. Ф. Лубенцов, М. П. Орлова,
Л. М. Пятигорский, И. Г. Русаков, Н. А. Сорокин, В. Н. Титов

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящем сборнике трудов институтов Комитета нашли отражение результаты ряда исследований в области радиотехнических измерений, выполненных во Всесоюзном научно-исследовательском институте физико-технических и радиотехнических измерений и в Харьковском государственном институте мер и измерительных приборов в 1958 г.

Наибольшее число работ посвящено описанию и исследованию новой образцовой аппаратуры, разработанной в 1958 г. для точных измерений мощностей СВЧ, токов, параметров трактов СВЧ, напряженности поля, коротких импульсов. Ряд работ посвящен новым методам измерений и исследованиям погрешностей.

В статьях Л. М. Закса, В. И. Проненко, А. И. Бродского описаны и подвергнуты анализу разработанные ВНИИФТРИ и ХГИМИП образцовые средства для измерения мощности на сверхвысоких частотах—микрокалориметры и образцовые термисторные измерители. Эта группа приборов и установок является в настоящее время надежной базой для обеспечения единства и правильности измерений СВЧ мощности.

В работе А. Н. Ахнезера рассмотрены методы измерений малых ослаблений в волноводах и приведены результаты сравнительных исследований.

В статье Л. Н. Брянского приведены материалы обследования весьма простых измерителей КСВН, состоящих из фазовращателя и зондовой головки, обеспечивающих при измерении КСВН более высокую точность чем измерительные линии.

Две статьи Л. А. Биргера посвящены оценке некоторых видов погрешностей, возникающих при градуировке и поверке генераторов шумов. В первой статье оценена погрешность теплового генератора шумов («черного тела»), обусловленная неравномерностью нагрева и потерями в линии; во второй—рассмотрены погрешности градуировки, вызванные отражениями.

В статье Г. Г. Петросян описана конструкция и приведены результаты экспериментального исследования разработанного во ВНИИФТРИ прецизионного коаксиального переключателя для диапазона частот 1000—4000 Мгц.

Несколько особняком стоит статья А. И. Бродского, в которой содержатся весьма интересные сведения по технологии изготовления сложных прецизионных элементов волноводных трактов методами гальванопластики. В статье описана технология изготовления различных деталей волноводных трактов как по возвратным, так и по вытравляемым моделям.

Две статьи—М. М. Левина и его же совместно с Л. М. Пятигорским—посвящены анализу погрешностей диодного вольтметра с

учетом вольтамперной характеристики диода. В первой статье рассмотрено применение диодного вольтметра для измерения высокочастотных импульсов напряжения; во второй — выведены выражения для погрешностей измерения диодным вольтметром любых несинусоидальных напряжений.

В. Р. Лопанем описан образцовый высокочастотный амперметр, диапазон частот которого расширен до 300 Мгц и погрешность доведена до 0,5% при измерении токов в пределах 0,1—10 а.

В статье В. С. Бузинова приведены результаты исследования погрешностей методов поверки и калибровки измерителей напряженности поля в диапазоне частот 12 кгц — 25 Мгц.

Л. С. Неустровым описана образцовая установка для измерения временных параметров коротких импульсов в пределах 2—100 нсек.

ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

Faint, illegible text at the top of the page, possibly bleed-through from the reverse side.

STANDARD R. 1252222

ОБРАЗЦОВЫЙ АВТОМАТИЧЕСКИЙ ТЕРМИСТОРНЫЙ МОСТ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Выпускаемые у нас и за рубежом термисторные мосты, используемые в измерителях малой мощности, обладают относительно невысокой точностью — погрешности их лежат обычно в пределах 5—10% и составляют существенную долю суммарной погрешности измерителя. Кроме того, существующие термисторные мосты, как правило, рассчитаны на использование термистора с определенным рабочим сопротивлением; вследствие этого не представляется возможным применять их в широком диапазоне частот, где оптимальные рабочие сопротивления могут иметь разные значения.

Ниже описан разработанный ВНИИФТРИ образцовый термисторный мост, который, помимо сравнительно высокой точности, позволяет также производить измерения во всем практически используемом диапазоне рабочих сопротивлений высокочастотных термисторов и с любыми их типами.

БЛОК-СХЕМА ПРИБОРА

Все существующие термисторные мосты, в которых стремятся к повышению точности измерения, строятся на принципе автоматически или неавтоматически уравновешиваемого моста.

Об измеряемой мощности судят по изменению мощности постоянного тока, требующейся для подогрева термистора, при отсутствии и при подаче на него мощности высокой частоты. Если температура окружающей среды в обоих случаях была одна и та же, то измеряемая мощность

$$P_{изм} = \left(\frac{I}{2}\right)^2 R_T - \left(\frac{I-\Delta I}{2}\right)^2 R_T = \frac{R_T}{4} (2I - \Delta I) \Delta I, \quad (1)$$

где

$\frac{I}{2}$, $\frac{I-\Delta I}{2}$ — токи, проходящие (в случае симметричного моста) через термистор соответственно при первом и втором уравновешиваниях;

R_T — сопротивление термистора.

Однако необходимость осуществления во всех этих устройствах двух последовательных уравновешиваний предъявляет исключительно высокие требования к постоянству температуры, которое является одним из решающих условий для обеспечения точности измерения. Действительно, если обозначить чувствительность термистора к подогревающей его мощности $S = \frac{\partial R}{\partial P}$, то погрешность от изменения температуры окружающей среды легко найти из соотношения

$$\Delta R = S \cdot \Delta P = R_T \alpha \Delta t,$$

где

R_T , α — соответственно значения сопротивления и температурного коэффициента термистора при данной температуре;
 ΔP — погрешность в мощности, вызванная изменением температуры на Δt .

Таким образом,

$$\Delta P = \frac{R_T \alpha}{S} \Delta t, \text{ и, например,}$$

при $R_T = 200 \text{ ом}$, $\alpha = 3 \cdot 10^{-2} 1/^\circ\text{C}$, $S = 2 \cdot 10^4 \text{ ом/вт}$ изменению температуры $\Delta t = 0,01^\circ\text{C}$ соответствует погрешность в мощности 3 мквт , что значительно превышает допустимые погрешности образцового термисторного измерителя. Очевидно, что для максимального сокращения промежутка времени между обоими уравниваниями необходимо делать мост самоуравновешивающимся.

В существующих технических самоуравновешивающихся мостах для установления рабочего режима термистора используется переменный ток, более удобный для усиления и автоматического поддержания равновесия моста. Однако, вследствие малой тепловой инерции термистора, прохождение через него переменного тока вызывает колебания температуры и сопротивления с двойной частотой питания, что приводит к появлению реактивной составляющей и изменению активной составляющей сопротивления. Для уменьшения влияния тепловой инерции термистора приходится частоту питания выбирать достаточно большой — 10 кгц и выше. Реактивности измерительных сопротивлений (плечи моста и др.) при таких частотах проявляются настолько сильно, что условия равновесия моста в этом случае не соответствуют условиям равновесия на постоянном токе, и определение изменения активной мощности, рассеиваемой в термисторе, связано со значительными дополнительными погрешностями.

Для исключения связанных с применением переменного тока дополнительных погрешностей целесообразно в образцовом приборе применить для питания моста постоянный ток.

Наиболее серьезное затруднение, связанное с применением постоянного тока — трудность усиления малых постоянных напряжений — преодолевается использованием гальванометрического фотокомпенсационного усилителя, обладающего хорошей стабильностью, высоким коэффициентом усиления, малой инерционностью [1].

Для того, чтобы не делать два повторных измерения тока питания и дать возможность производить отсчет измеряемой величины по шкале прибора непосредственной оценки, можно использовать один из двух методов:

а) Ток питания моста сравнивается с каким-то опорным током от постоянного стабильного источника, например, аккумулятора или хорошо стабилизированного выпрямителя. Значение опорного тока устанавливается равным начальному значению тока питания при отсутствии измеряемой мощности (или пропорциональным этому значению).

В этом случае точное сравнение токов необходимо производить компенсационным методом. С другой стороны, чтобы иметь возможность использовать прибор непосредственной оценки на выходе, требуется усилить измеряемую разность токов. Оба эти обстоятельства приводят к целесообразности применить для сравнения токов второй фотокомпенсационный усилитель, на выходе которого включается измеритель.

б) Стабильный опорный ток используется непосредственно для подогрева термистора, и мощность СВЧ замещается путем введения

в цепь термистора компенсирующего дополнительного тока, уменьшающего начальный ток. Эта задача решается в схеме двойного термисторного моста [6].

В обоих случаях изменение тока питания находится в нелинейной зависимости от измеряемой величины — изменения мощности постоянного тока, рассеиваемой в термисторе. Степень нелинейности зависит от уровня измеряемой мощности. Поэтому при осуществлении многопредельного прибора возникает необходимость такого преобразования, при котором шкала выходного прибора была бы линейной относительно измеряемой мощности.

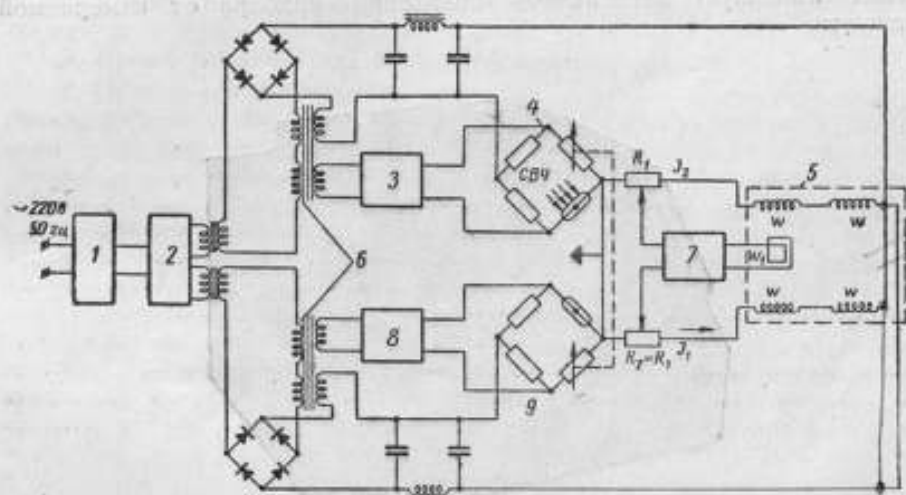


Рис. 1. Блок-схема образцового автоматического термисторного моста МТО-1
1—электронный стабилизатор; 2—генератор; 3—фотокомпенсатор рабочего тока; 4—рабочий мост;
5—выходной прибор; 6—дроссели насыщения; 7—фотокомпенсатор измерительный; 8—фотокомпенсатор
близкого тока; 9—опорный мост

Наконец, в приборе должна осуществляться сравнительно простым способом установка различных рабочих сопротивлений термистора для того, чтобы иметь возможность использовать термисторный мост для различных термисторных головок и различных типов термисторов.

Все изложенные выше соображения привели к разработке во ВНИИФТРИ автоматического термисторного моста [2, 3], блок-схема которого представлена на рис. 1. Постоянное напряжение питания подается на симметричный термисторный мост через регулятор тока. При всяком нарушении равновесия моста напряжение, возникающее в его нулевой диагонали, подается через фотокомпенсационный усилитель на регулятор тока питания, изменяющий этот ток в направлении восстановления равновесия. При отсутствии высокочастотной мощности такая система с высокой точностью стабилизирует ток питания I , который при неизменной температуре окружающей среды соответствует определенному значению P_0 мощности постоянного тока, рассеиваемой в термисторе. Подача на термистор высокочастотной мощности вызывает автоматически уменьшение рассеиваемой в нем мощности постоянного тока до величины $P_0 - \Delta P$, которой соответствует ток питания моста $I - \Delta I$. Таким образом, высокочастотная мощность $P_{в.ч.м.}$, рассеиваемая в термисторе, замещается равным ей изменением мощности постоянного тока $\Delta P = P_{в.ч.м.}$, определяемым выражением (1).

Для измерения замещающей мощности падение напряжения на образцовом сопротивлении R_1 в цепи питания моста (пропорциональное току питания) компенсируется падением напряжения на другом

равном ему, образцовом сопротивлении в цепи опорного тока. Значение последнего устанавливается таким, чтобы при отсутствии высоко-частотной мощности имела место полная компенсация. Тогда разность напряжений, возникающая при подаче измеряемой мощности, будет пропорциональна ΔI . Эта разность усиливается вторым фотокомпенсатором и подается на выходной прибор, для которого использован измерительный механизм электродинамической системы.

Из выражения (1) видно, что, пропуская по неподвижным обмоткам электродинамического прибора ток, пропорциональный $2I - \Delta I$, а по обмотке рамки — ток, пропорциональный ΔI (или наоборот), получаем линейную зависимость показаний прибора от измеряемой мощности.



Рис. 2. Внешний вид образцового термисторного моста МТО-1

Для этой цели можно, например, как это показано на рис. 1, через одну из обмоток пропустить ток, пропорциональный I , через вторую — ток, пропорциональный $I - \Delta I$, так, чтобы ампервитки обеих обмоток складывались.

В качестве источника опорного тока используется второй термисторный мост, также автоматический, аналогичный первому. При этом осуществляется частичная температурная компенсация обоих термисторов и компенсация колебаний напряжения питания. Для регулирования тока моста применен управляемый фотоусилителем дроссель насыщения в цепи переменного тока, питающего мост через выпрямитель. Для уменьшения постоянных времени фильтров оба моста питаются от генератора повышенной частоты, который в свою очередь питается от электронного стабилизатора.

Изменение пределов измерения осуществляется путем изменения сопротивления сравнения R_1 . Установка требуемого значения рабочего сопротивления термистора достигается изменением сопротивления плеча сравнения рабочего моста с одновременным изменением коэффициента усиления измерительного фотокомпенсатора. Одновременно изменяется сопротивление плеча сравнения опорного моста, благодаря чему соответственно изменяется опорный ток.

Выполненный по описанной блок-схеме образцовый термисторный мост типа МТО-1*, имеет следующие технические характеристики [3]:

* В разработке моста принимали участие В. Д. Фрумкин, А. Д. Селивановский

1. Пределы измерений: 15-50-150-500-1500-5000 *мквт*.
 2. Значения рабочих сопротивлений термистора, при которых могут производиться измерения: 75-80-85-90-100-125-150-175-200-240-280-330-400 *ом*.

3. Основная погрешность моста не превышает значения, определяемого выражением $\pm \left(1 + \frac{0,5A+50}{P} \right) \%$,

где

P — значение измеряемой мощности в микроваттах;

A — предел измерения в микроваттах.

4. Кратковременная нестабильность показаний за полминуты после 30 мин. прогрева не превышает ± 1 *мквт*.

5. Время установления показаний не более 12 сек.

6. Прибор обеспечивает возможность работы с термисторами в диапазоне рабочих сопротивлений от 75 до 400 *ом* при мощности начального подогрева от 10 до 20 *мвт* и чувствительности не менее 5 *ом/мвт*.

7. Образцовый термисторный мост МТО-1 комплектуется термисторными головками, перекрывающими широкий диапазон радиочастот и СВЧ.

Внешний вид моста МТО-1 представлен на рис. 2.

ТЕОРИЯ И РАСЧЕТ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СХЕМЫ

Пределы измерения термисторного моста. В соответствии с формулой (1) в случае симметричного моста имеем

$$P_{изм} = \frac{R_T}{4} (2I - \Delta I) \Delta I.$$

Изменение тока питания моста, соответствующее замещающей мощности $P_{изм}$, определится из квадратного уравнения (1):

$$\Delta I^2 - 2I \cdot \Delta I + \frac{4P_{изм}}{R_T} = 0,$$

откуда

$$\Delta I = I \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4P_{изм}}{I^2 R_T}} \right) \quad (2)$$

Раскладывая второе слагаемое в скобках в ряд Маклорена и ограничиваясь третьим членом, получаем

$$\Delta I = I \left[2 \frac{P_{изм}}{I^2 R_T} + 2 \left(\frac{P_{изм}}{I^2 R_T} \right)^2 \right] = \frac{2P_{изм}}{IR_T} \left(1 + \frac{P_{изм}}{I^2 R_T} \right). \quad (3)$$

Из этого выражения видно, что отклонение от линейной зависимости $\Delta I = f(P_{изм})$ определяется отношением $\frac{P_{изм}}{I^2 R_T}$. При сопротивлении термистора 200 *ом* и токе $I \approx 15 \cdot 10^{-3}$ *а* отклонение от линейности составляет около 0,5% при $P_{изм} > 200$ *мквт*, составляя при $P_{изм} = 5$ *мвт* около 11%.

Удвоенному значению того же отношения приблизительно равно относительное изменение тока питания моста:

$$\frac{\Delta I}{I} \approx 2 \frac{P_{изм}}{I^2 R_T} = \frac{1}{2} \frac{P_{изм}}{P_0}, \quad (4)$$

где P_0 — мощность подогрева термистора.

Значение этого отношения составляет при тех же данных и мощности $P_{изм} = 15 \text{ мВт}$ всего лишь 0,07%, а при мощности 5 мВт — около 11%.

Из выражения (4) видно, что при средней мощности подогрева термистора 15 мВт погрешность от нестабильности тока питания не превышает 1 мкВт, если нестабильность питания составляет не более

$$\frac{1 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 15 \cdot 10^{-3}} \approx 3 \cdot 10^{-5}, \text{ т. е. } 0,003\%.$$

Наибольший теоретический возможный предел измерения, очевидно, равен мощности подогрева термистора.

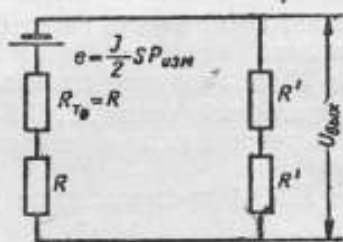


Рис. 3. Эквивалентная схема моста

Изменение сопротивления термистора при изменении подогревающей его мощности можно представить в виде

$$R_T = R_{T_0} + \frac{\partial R}{\partial P} \Delta P = R_{T_0} + S \Delta P,$$

где

R_{T_0} — значение сопротивления термистора, соответствующее начальному значению мощности P_0 , подогревающей термистор;
 S — чувствительность термистора к мощности.

Если мост симметричен, то при равновесии начальные значения тока питания моста и мощности P_0 , подогревающей термистор, должны быть такими, чтобы $R_{T_0} = R$. В этом случае эквивалентная э. д. с., возникающая в плече термистора при подаче на него высокочастотной мощности $P_{изм} = \Delta P$, равна (рис. 3)

$$e = \frac{I \Delta R}{2} = \frac{I}{2} S P_{изм}. \quad (5)$$

Выходное напряжение в диагонали

$$U_{вых} = \frac{e \cdot 2R'}{2(R_T + R')} = \frac{IS}{2 \left(1 + \frac{R_T}{R'}\right)} \cdot P_{изм}. \quad (6)$$

В табл. 1 приведены средние значения рабочего тока термистора $I_T = \frac{I}{2}$, мощности подогрева P_0 , чувствительности к мощности S и выходного напряжения равноплечего моста ($R' = R$), соответствующие измеряемой мощности 1 мкВт, при различных значениях рабочих сопротивлений термисторов разных типов.

Таблица 1

Тип термистора	Сопротивление термистора R_T ом	Ток термистора $I_T = \frac{I}{2}$ ма	Мощность подогрева P_0 мвт	Чувствительность термистора S ом/мвт	Выходное напряжение равноплечего моста на 1 мквт $U_{вых}$ мкв
Т8М	75	13	12,5	13	84
	200	7	10	110	384
	400	4,5	8	150	338
Т8С1М	75	15	17	8,5	64
	200	7,5	11	40	150
	400	4,5	8	70	158
ТШ2	75	17	22	11	94
	200	8	13	23	92
	400	5	10	62	155

Система регулирования тока питания моста. Требуемый коэффициент усиления системы регулирования тока питания моста нетрудно определить, исходя из следующих соображений. При подаче на термистор высокочастотной мощности напряжение в диагонали моста, возникающее в результате остаточного отклонения его от равновесия, должно вызвать такое изменение тока питания ΔP , чтобы суммарная мощность, подогревающая термистор, осталась прежней с точностью до погрешности небаланса, которая после установления нового равновесного состояния будет определяться разностью $P_{взм} - \Delta P$. Таким образом, вызванная сигналом небаланса замещающая мощность постоянного тока

$$\Delta P = (P_{взм} - \Delta P) \cdot k, \quad (7)$$

где k — коэффициент усиления системы регулирования, под которым мы понимаем отношение изменения мощности постоянного тока к изменению мощности, подогревающей термистор, вызвавшему первое изменение.

Из уравнения (7) находим

$$\Delta P = P_{взм} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{k}}, \quad (8)$$

для того, чтобы погрешность от небаланса не превосходила, например, 0,5%, необходимо, чтобы $k \geq 200$.

Структурная схема системы регулирования тока питания моста представлена на рис. 4. Уравнения отдельных звеньев записываются следующим образом:

1. Термистор: $\Delta R = S \Delta P = k_1 \Delta P$.

2. Мост: $U = \frac{I}{2 \left(1 + \frac{R_T}{R_1}\right)} \Delta R = k_2 \Delta R$.

3. Управляющий усилитель и регулятор тока: $\Delta I = k_3 U$.

4. Подача замещающей мощности: $\Delta P \approx \frac{I R_T}{2} \Delta I = k_4 \Delta I$.

Общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления звеньев:

$$k = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot k_4 = S \frac{rI}{2 \left(1 + \frac{R_T}{R'}\right)} \cdot k_2 \frac{IR_T}{2} = \frac{S I^2 R_T}{4 \left(1 + \frac{R_T}{R'}\right)} \cdot k_2. \quad (9)$$

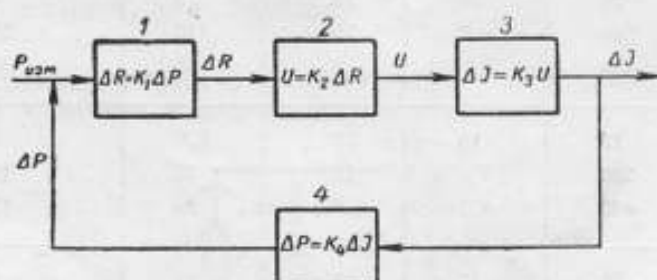


Рис. 4. Структурная схема системы регулирования тока питания моста
1—термистор; 2—мост; 3—фотокомпенсатор и регулятор тока; 4—полочка замещающей мощности

Из табл. 1 при $R=75$ ом для термисторов всех трех типов получаем в среднем

$$k = \frac{1 \cdot 1 \cdot 10^{-4} \cdot (2 \cdot 15)^2 \cdot 10^{-6} \cdot 75}{8} \cdot k_2 \approx 90 k_2,$$

что дает при $k \geq 200$ требуемый коэффициент усиления управляющего усилителя (вместе с регулятором тока):

$$k_2 \geq \frac{200}{90} \approx 2 \text{ ма/мв.}$$

Выбор параметров измерительной схемы. Анализ измерительной схемы целесообразно начать с рассмотрения соотношений, определяющих характеристику выходного прибора.

Момент, действующий на подвижную часть электродинамического прибора, равен:

$$D = c(i_1 \omega_1 + i_2 \omega_2) i \omega, \quad (10)$$

где

$i_1 \omega_1$, $i_2 \omega_2$ — ампервитки неподвижных обмоток;
 $i \omega$ — ампервитки рамки.

Обмотка ω_1 включена в цепь опорного тока (ток питания опорного моста); значение этого тока устанавливается равным току питания рабочего моста при отсутствии высокочастотной мощности ($i_1 = I$).

Обмотка ω_2 включена в цепь питания рабочего моста, и ток i_2 при подаче высокочастотной мощности равен $I - \Delta I$.

Тогда при равенстве витков обеих неподвижных обмоток ($\omega_1 = \omega_2$) получаем

$$D = c \omega_1 \omega (I + I - \Delta I) i = c \omega_1 \omega (2I - \Delta I) i. \quad (11)$$

Ток i в обмотке рамки ω находим из соотношения

$$\Delta I R_1 = i R_s, \quad (12)$$

где $\Delta I R_1$ — напряжение на входе измерительного фотокомпенсатора, равное разности падения напряжений на сопротивлениях сравнения R_1 после подачи измеряемой мощности. Это напряжение компенсирует

ся в фотокомпенсаторе падением напряжения, создаваемым выходным током i на сопротивлении обратной связи R_n .

Из формулы (12) следует

$$i = \Delta I \frac{R_1}{R_n}$$

Подставляя в (11), получаем

$$D = c w_1 w (2I - \Delta I) \Delta I \frac{R_1}{R_n}$$

и, сравнивая с выражением (1) для измеряемой мощности, находим

$$D = 4c w_1 w \frac{R_1 P_{взм}}{R_n R_T} \quad (13)$$

Поскольку отклонение подвижной части пропорционально вращающему моменту, то шкала прибора, проградуированного в значениях мощности, оказывается равномерной.

Из выражения (13) видно, что для переключения пределов измерения достаточно изменять оба сопротивления сравнения R_1 обратно пропорционально $P_{взм}$. Для установки нужного рабочего сопротивления термистора следует, изменяя сопротивление плеча сравнения R (равного сопротивлению термистора R_T), одновременно регулировать сопротивление обратной связи R_n так, чтобы произведение $R_n R_T$ оставалось неизменным. Градуировка прибора в единицах мощности остается при этом без изменений.

Для определения параметров схемы и измерительного механизма исходим из следующего. Если ампервитки в рамке и в неподвижных катушках при полном отклонении соответственно равны $w i_0, w_1 i_{10}$ (w_1 — число витков одной неподвижной катушки, полагая, что всего их две), то момент при полном отклонении можно выразить в виде:

$$D = c w i_0 \cdot 2 w_1 i_{10}$$

Сопоставляя это выражение с формулой (13), получаем

$$\frac{D}{c w_1 w} = \frac{4 R_1}{R_n R_T} P_{взм} = 2 i_0 i_{10} = A \quad (14)$$

Эта величина, которую мы можем назвать постоянной измерительного механизма, определяется произведением номинальных токов полного отклонения i_0, i_{10} подвижной и неподвижной катушек. Она дает возможность после выбора измерительного механизма найти все интересующие нас параметры измерительной схемы.

Ток в неподвижных обмотках, равный току питания моста, при изменении сопротивления термистора в заданном диапазоне от 75 до 400 Ом изменяется примерно от 35 до 10 мА (см. табл. 1). На этот ток и должны быть рассчитаны неподвижные катушки измерительного механизма.

Ток в рамке, равный выходному току фотокомпенсатора, при изменении сопротивления термистора и соответствующем изменении тока питания моста I также изменяется. Из (11) получаем

$$i = \frac{D}{c w_1 w (2I - \Delta I)} \quad (15)$$

Ток в рамке изменяется примерно обратно пропорционально току неподвижной обмотки (полагая $\Delta I \ll 2I$).

Таким образом, если некоторому значению сопротивления термистора соответствует ток питания моста I_1 и изменение этого тока

ΔI_1 при данном значении измеряемой мощности — $P_{изм}$, а другому значению сопротивления — ток питания I_2 и изменение этого тока ΔI_2 (при том же значении $P_{изм}$), то отношение соответствующих выходных токов фотокомпенсатора будет равно согласно (15):

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{2I_2 - \Delta I_2}{2I_1 - \Delta I_1} = \frac{I_2}{I_1} \cdot \frac{1 - \frac{\Delta I_2}{2I_2}}{1 - \frac{\Delta I_1}{2I_1}} \quad (16)$$

При малых значениях измеряемой мощности (относительные изменения $\frac{\Delta I}{I}$ малы) выходной ток фотокомпенсатора изменяется приблизительно обратно пропорционально току питания моста. При больших значениях мощности изменение выходного тока несколько ослабляется. Таким образом, диапазон изменения выходного тока, также как и тока питания моста, составляет примерно 1:3,5.

Несколько изменяется выходной ток и при одном сопротивлении термистора на разных значениях измеряемой мощности. В этом случае, как можно видеть из уравнения (16), хотя $I_1 = I_2$, но $\Delta I_1 \neq \Delta I_2$; однако изменения выходного тока при неизменном сопротивлении термистора невелики и не превышают 15%.

Выбор выходного прибора определяется, главным образом, требованиями точности и чувствительности, учитывая, что ток рамки (выходной ток фотокомпенсатора) не должен превышать нескольких миллиампер, а ток в неподвижных обмотках 20—30 ма.

Наиболее подходящей является разработанная заводом «Точэлектроприбор» конструкция электродинамического прибора кл. 0,5 на растяжках со световым отсчетом, на базе которой выполняются вольтметры типа Д523, миллиамперметры типа Д528 и другие приборы.

На базе этой конструкции выполнен и прибор Д546, разработанный заводом для моста МТО-1, дающий полное отклонение при токе рамки 5 ма и токах в неподвижных катушках 17,5 ма.

Для исключения погрешности от неточного суммирования слагаемых в формуле (11), производимого катушками измерительного механизма, вследствие неодинаковости их взаимодействия с рамкой обе неподвижные обмотки симметрируются: их выполняют двумя параллельными проводами, наматываемыми одновременно. Таким образом, каждая обмотка оказывается состоящей из двух половин, помещенных на одной катушке.

Постоянная измерительного механизма прибора Д546, согласно формуле (14), равна

$$A = \frac{4R_1 P_{изм}}{R_w R_T} = 2i_0 i_{10} = 2 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 17,5 \cdot 10^{-3} = 175 \cdot 10^{-6}.$$

Ток рамки должен быть, согласно формуле (14), равным: при $I = 35 \cdot 10^{-3} a$

$$i_{мин} = \frac{175 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 35 \cdot 10^{-3}} = 2,5 \cdot 10^{-3} a;$$

при $I = 10 \cdot 10^{-3} a$

$$i_{макс} = \frac{175 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 8,75 \cdot 10^{-3} a.$$

Выбор прочих параметров, а именно сопротивлений R_1 и R_w — определяется прежде всего тем, что $R_w R_T = const$ и $R_1 R_{изм} = const$, а также следующими соображениями. Сопротивление R_w обратной связ-

зи выходного фотокомпенсатора целесообразно выбрать так, чтобы наименьшее входное напряжение на нем iR_n (соответствующее полному отклонению) было бы достаточно велико по сравнению с паразитными, термо- и контактными э.д.с. Если допустить последние порядка 1—2 мв, то наименьшее входное напряжение следует иметь не менее 1—2 мв. С другой стороны, наибольшее значение R_n ограничивается устойчивостью фотокомпенсатора и сопротивлением его входной цепи, равным $2R_1$ (рис. 5).

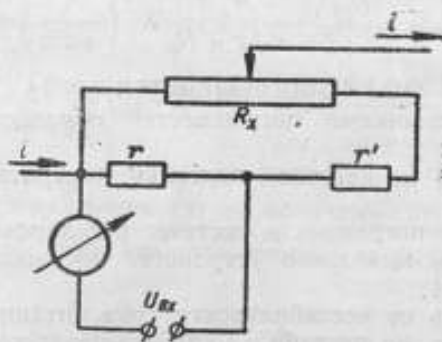


Рис. 5. Схема регулировки сопротивления обратной связи

Исходя из этих соображений, примем $R_{n_{\max}} = 1$ ом. Тогда $R_{n_{\max}} R_{T_{\min}} = 1 \cdot 75 = 75 = \text{const}$. При этом сопротивлении термистора ток в рамке равен $2,5 \cdot 10^{-3}$ а и напряжение на входе $i_{\min} R_{n_{\min}} = 1 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} = 2,5$ мв. При наибольшем сопротивлении термистора $R_{T_{\max}} = 400$ ом определяем

$$R_{n_{\min}} = \frac{75}{400} = 0,1875 \text{ ом,}$$

а входное напряжение будет равно

$$i_{\max} R_{n_{\min}} = 8,75 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1875 = 1,6 \text{ мв.}$$

Поскольку произведение $R_n R_T$ определилось, то сопротивление R_1 находим непосредственно из уравнения (14):

$$R_1 = \frac{AR_n R_T}{4P_{\text{изм}}} \quad (17)$$

что для выбранных параметров дает

$$R_1 = \frac{175 \cdot 10^{-6} \cdot 75}{4P_{\text{изм}}} = \frac{3281,25 \cdot 10^{-6}}{P_{\text{изм}}}$$

и при $P_{\text{изм}} = 15$ мвт имеем R_1 приблизительно равным 219 ом, а при $P_{\text{изм}} = 5$ мвт R_1 равным 0,65 ом.

Наибольшее сопротивление входной цепи оказывается равным $219 \cdot 2 \approx 440$ ом.

Сопротивление плеча сравнения термисторного моста должно изменяться в заданных пределах от 75 до 400 ом. Это изменение достигается изменением сопротивления, шунтирующего плечо сравнения.

Сопротивления двух других плеч для повышения чувствительности следовало бы выбирать возможно большими. Однако при этом возрастает выходное сопротивление моста и снижается стабильность регулирующего фотоусилителя, сопротивление входной цепи которого определяется выходным сопротивлением моста. С учетом этих соображений принимаем сопротивления плеч равными 200 ом, что соответствует примерно среднему значению сопротивления термистора.

При этом выходное сопротивление моста колеблется, в зависимости от значения сопротивления термистора, в пределах от 86 до 160 ом.

Сопротивление плеча сравнения и сопротивление обратной связи измерительного фотокомпенсатора должны изменяться вместе, чтобы $R_n \cdot R_T = 75 = \text{const}$.

Изменение сопротивления обратной связи выполняется по схеме универсального шунта для уменьшения влияния переходных сопротивлений контактов (рис. 5). Нетрудно показать, что

$$R_n = \frac{R_x \cdot r}{r + r' + R_n} \quad (18)$$

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ МОСТА

Главными источниками погрешностей образцового термисторного моста являются:

- а) погрешность от неточной подгонки измерительных сопротивлений;
- б) статическая погрешность системы регулирования тока моста;
- в) погрешность выходного устройства (выходного фотокомпенсатора и измерителя);
- г) погрешность от нестабильности тока питания;
- д) погрешность от нестабильности температуры.

Неточность подгонки измерительных сопротивлений. К измерительным сопротивлениям относятся прежде всего те, которые входят в формулу (13), определяющую показания прибора, т. е. сопротивление плеча сравнения моста $R = R_T$, сопротивление обратной связи выходного фотокомпенсатора R_n и сопротивление сравнения R_1 . Кроме того, поскольку симметрия моста при равновесии определяется равенством плеч R' и R'' , то неточность их выполнения также может вызывать погрешность.

Поскольку плечо сравнения состоит из постоянной ветви 400 ом и переменного шунта, с помощью которого сопротивление R можно регулировать в пределах от 400 до 75 ом, то, очевидно, относительная погрешность δR определяется относительными погрешностями обеих ветвей.

Сопротивление обратной связи R_n образовано с помощью регулируемого универсального шунта и определяется в соответствии с формулой (18).

Относительная погрешность δR_n определится суммой относительных погрешностей δr , δR_x и $\delta(r + r' + R_n)$.

Подгонка сопротивления сравнения R_1 , изменяемого переключателем пределов измерения, осуществляется не для каждой катушки в отдельности, а для комплекта, составляющего данное значение R_1 . Поэтому относительная погрешность δR_1 определяется точностью подгонки R_1 .

Равенство обоих сопротивлений сравнения подгоняется с точностью, значительно превышающей точность подгонки их номинальных значений. Для расчета достаточно учитывать одно из сопротивлений.

Хотя неточность подгонки каждого из рассмотренных сопротивлений дает систематическую погрешность, однако разброс и возможные разные знаки этих погрешностей позволяют определять наибольшую погрешность от неточности подгонки как геометрическую сумму предельных погрешностей отдельных сопротивлений. Если все сопротивления подгоняются с наибольшей погрешностью $\pm 0,1\%$, то результирующая погрешность для шести рассмотренных составляющих оказывается равной

$$\varepsilon_R = 0,1\sqrt{6} \approx \pm 0,25\%$$

Что касается влияния несимметрии моста, то его можно найти из следующих соображений. Допустим, что сопротивления верхних плеч (рис. 6) равны R' и $R'(1+\varepsilon)$. Тогда равновесие моста будет достигнуто, если сопротивление термистора R_T также станет равным $R(1+\varepsilon)$. Мощность, рассеиваемая в термисторе будет равна $\left(\frac{I}{2+\varepsilon}\right)^2 \cdot R(1+\varepsilon)$.

а замещающая мощность постоянного тока определится как

$$P_{\text{зам}} = \left(\frac{I}{2+\varepsilon}\right)^2 R_T(1+\varepsilon) - \left(\frac{I-\Delta I}{2+\varepsilon}\right)^2 R_T(1+\varepsilon) = \\ = \frac{1+\varepsilon}{(2+\varepsilon)^2} (2I-\Delta I)\Delta I R_T = \frac{(2I-\Delta I)\Delta I R_T}{4 + \frac{\varepsilon^2}{1+\varepsilon}}$$

что отличается от выражения (1) на величину второго порядка малости $\frac{\varepsilon^2}{1+\varepsilon}$. Таким образом, увеличение сопротивления термистора

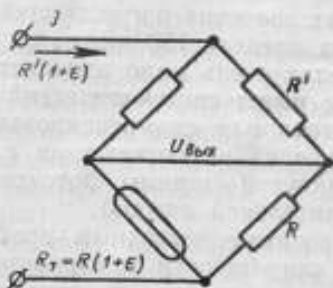


Рис. 6. Определение погрешности от несимметрии моста

почти полностью компенсируется соответствующим уменьшением ответвляющегося в него тока. И, наоборот, благодаря этому небольшая несимметрия моста порядка десятых долей процента практически не вносит погрешности в результат измерения.

Статическая погрешность моста. Статическая погрешность определяется неполным уравновешиванием и зависит от коэффициента усиления системы регулирования тока питания моста. Как было показано в формуле (9), эта погрешность равна

$$\varepsilon_{\text{ст}} = \frac{1}{k}$$

В приборе фактический коэффициент усиления составляет не менее 200, что соответствует погрешности меньшей 0,5%. Для данных параметров конструкции эта погрешность носит систематический характер.

Погрешность выходного устройства. Эта погрешность составляется из погрешности передачи выходного фотокомпенсатора и погрешности измерителя.

Погрешность передачи выходного фотокомпенсатора определяется его коэффициентом усиления по току без обратной связи и соотношением сопротивлений входной цепи и обратной связи.

$$\varepsilon_f = - \frac{i_{\text{вых}}}{i_{\text{вх}}} \cdot \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{от}}}$$

Коэффициент усиления разомкнутой системы фотокомпенсатора составляет около 100000. Значение R_n изменяется в интервале $0,1875 < R_n < 1$ в зависимости от сопротивления термистора при изменении последнего от 400 до 75 ом, а R_{xx} изменяется в интервале $150 < R_{xx} < 550$ в зависимости от предела измерения (от 5 мвт до 15 мквт).

Значения погрешностей передачи на разных пределах измерения при разных значениях сопротивлений термистора указаны в табл. 2.

Таблица 2

Предел измерения, мквт	Погрешность передачи, %		
	$R_T = 75 \text{ ом}$	$R_T = 200 \text{ ом}$	$R_T = 400 \text{ ом}$
15	-0,5	-1,5	-2,9
50	-0,3	-0,7	-1,4
150	-0,2	-0,5	-1,0

На высших пределах значения погрешностей остаются практически такими же, как и на пределе 150 мквт, поскольку входное сопротивление на этих пределах очень мало изменяется (от 240 до 200 ом). Эта погрешность также имеет систематический характер и, таким образом, может быть учтена или скомпенсирована. Значение ее колеблется в небольших пределах в соответствии с колебаниями коэффициента усиления разомкнутой системы фотокомпенсатора (при смене фотозлемента или усилительной лампы).

В погрешности, вносимые выходным прибором, входят, прежде всего, градуировочные погрешности и вариация. Погрешность от неуравновешенности в связи с установкой измерителя по уровню исключается. Исключается также температурная погрешность, вызываемая изменением сопротивления рабочих катушек, поскольку как в неподвижных катушках, так и в рамке измеряемыми величинами являются токи. Остается температурная погрешность, вызываемая изменением упругости подвеса. Однако значение этой погрешности составляет 0,03—0,04% на 1°C и, таким образом, для нормальных условий ($20 \pm 5^\circ$) ею можно пренебречь.

Вариация в приборе на растяжках обуславливается только гистерезисом последних и также может считаться пренебрежимо малой (порядка 0,1%).

Что касается погрешности градуировки, то ее при индивидуальной градуировке прибора и длине шкалы около 150 мм можно выдержать в пределах 0,2—0,5%. Мы ее примем в соответствии к гарантируемому классом точности прибора равной 0,5%.

Нестабильность тока. Наиболее серьезным источником погрешностей, ограничивающим точность и чувствительность прибора, является нестабильность тока питания моста и опорного тока. Высокие требования к стабильности определяются необходимостью измерять очень малые изменения тока питания термистора. Действительно, согласно формуле (4), относительное изменение тока, соответствующее измеряемой мощности $P_{изм}$.

$$\frac{\Delta I}{I} \approx \frac{1}{2} \frac{P_{изм}}{P_0}$$

При сопротивлении термистора 75 ом погрешность в 1 мквт соответствует нестабильности 0,0025%, при сопротивлениях 200 и 400 ом — соответственно 0,0033 и 0,005%.

Два обстоятельства облегчают положение:

а) стабильность тока требуется в течение лишь весьма короткого промежутка времени — порядка нескольких секунд — от момента установки нуля до взятия отсчета по шкале (этот промежуток по существу равен времени установления показаний выходного прибора — порядка 8 сек.);

б) кратковременные толчки напряжения в значительной степени демпфируются большой инерцией подвижной части выходного прибора, являющегося естественным электромеханическим фильтром.

Известную роль играет также компенсирующее действие второго термисторного моста, благодаря которому изменения напряжения питания сказываются в одном направлении как на рабочем, так и на опорном токе.

Общий коэффициент стабилизации тока моста составляется из коэффициентов стабилизации системы регулирования тока моста (не менее 200) и электронного стабилизатора (порядка 20) — всего около 4000, что при изменении напряжения питания на 10% должно обеспечить изменение тока питания не более 0,0025%. Однако имеется ряд дестабилизирующих факторов, которые ухудшают стабильность. К ним относятся:

а) недостаточная стабильность тока накала генераторной и усилительных ламп;

б) недостаточная стабильность опорного напряжения электронного стабилизатора (газоразрядная лампа);

в) флуктуации тока накала осветительных ламп регулирующих фотокомпенсаторов (осветители питаются от специального феррорезонансного стабилизатора);

г) нестабильность переходных сопротивлений в контактах переключателей, регулирующих сопротивления плеч мостов (при наименьшей чувствительности термистора 5 ом/мвт изменение сопротивления в цепи термистора или другого плеча моста на $0,001 \text{ ом}$ соответствует погрешности $0,2 \text{ мквт}$);

д) внутренние флуктуации регулирующих фотокомпенсаторов, у которых при наибольшем пределе измерения 5 мвт одному микроватту соответствует $0,02\%$ предела измерения.

Эти факторы, в основном, и определяют нестабильность показаний прибора, вызываемую нестабильностью тока питания при неизменной температуре термисторов.

Нестабильность температуры. Выше было показано, какое большое влияние могут оказывать колебания температуры термистора на точность измерений. Некоторая температурная компенсация обеспечивается в результате применения двух термисторных мостов, причем для обеспечения одинаковых условий теплоотдачи термисторные головки образцового измерителя мощности выполнены сведенными и в них вместе с рабочим термистором помещается также опорный.

Однако достигаемая этим способом температурная компенсация оказывается неполной из-за неидентичности вольтамперных характеристик термисторов; поэтому при одинаковых рабочих сопротивлениях их температурные коэффициенты оказываются неодинаковыми.

Наиболее радикальным решением является теплоизоляция головок, которую для образцового измерителя мощности следует считать обязательной.

Как показывает опыт, при использовании нетермостатированных сведенных головок суммарная нестабильность показаний, обусловленная нестабильностью питания и температуры окружающего воздуха, может быть доведена до $0,5 \text{ мквт}$ за 1 мин.

Результирующая погрешность моста. Сводка предельных погрешностей моста приведена в табл. 3, где погрешности, подлежащие геометрическому суммированию, указаны со знаком \pm , погрешности систематические — с соответствующим знаком. К первым относятся погрешности, вызываемые неточностью подгонки измерительных сопротивлений, неточностью градуировки и вариацией выходного прибора, нестабильностью тока и температуры. В примечании указан характер погрешности — относительная или приведенная.

Предельная погрешность в % для различных пределов измерения мощности в микроваттах

Таблица 3

Источник погрешности	$P=15$	$P=50$	$P=150$	$P=500$	Примечание
Неточность подгонки измерительных сопротивлений	$\pm 0,25$	$\pm 0,25$	$\pm 0,25$	$\pm 0,25$	Относительная
Статическая погрешность	-0,1	-0,1	-0,1	-0,1	.
Погрешность передачи выходного фотокомпенсатора	$-(0,5 \pm 3)$	$-(0,3 \pm 1,4)$	$-(0,2 \pm 1,0)$	$-(0,15 \pm 0,8)$.
Погрешность градуировки и вариация выходного прибора	$\pm 0,5$	$\pm 0,5$	$\pm 0,5$	$\pm 0,5$	Приведенная
Нестабильность тока и температуры	$\pm 3,3$	± 1	$\pm 0,3$	+0,1	.
Суммарная погрешность: от до	+2,8 -6,5	+0,7 -2,6	+0,3 -1,7	+0,35 -1,5	.

Как видно из таблицы, наибольшие погрешности могут достигать: на пределе 15 *мквт* 6,5%, т. е. 1 *мквт*, на пределе 50 *мквт* 2,6%, т. е. 1,3 *мквт*, на пределе 150 *мквт* 1,7%; на высших пределах 1,5%.

Заметим, что поскольку одним из основных источников погрешностей на низших пределах измерения являются нестабильности тока и температуры, имеющие чисто случайный характер, то повторные измерения позволяют значительно уменьшить суммарную погрешность. Другим серьезным источником погрешностей, проявляющихся также на больших пределах измерения, является систематическая погрешность передачи измерительного фотокомпенсатора. Ее можно частично скомпенсировать подгонкой фиксированных элементов сопротивления обратной связи этого фотокомпенсатора.

Можно также существенно уменьшить — почти на порядок — составляющую погрешности, определяемую неточностью подгонки измерительных сопротивлений.

Имеются основания полагать, что, применяя термостатированные головки и повысив стабильность питания, можно снизить нестабильность показаний до 0,1 *мквт*; повысив точность подгонки сопротивлений и их стабильность и введя надлежащую юстировку для компенсации систематических погрешностей, можно полагать, что суммарная погрешность будет определяться практически только погрешностью выходного прибора и нестабильностью, т. е. находиться в пределах $\pm (0,5\% + 0,1 \text{ мквт})$.

По-видимому, это значение следует рассматривать как предельное для прямопоказывающего прибора. Дальнейшее снижение погрешности, определяемой первым слагаемым, можно достигнуть, отказавшись от непосредственного отсчета и перейдя на измерение I и ΔI с помощью лабораторного компенсатора.

Такая задача успешно решена в лабораторном термисторном мосте, разработанном Б. Е. Рабиновичем во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева. Составляющая погрешности этого моста, определяемая неточностью подгонки сопротивлений и точностью измерения токов, не превышает $\pm 0,1\%$.

Такое же значение указывает Engen [4] в результате анализа погрешностей разработанного в конце 1956 г. в Национальном Бюро Стандартов (США) образцового термисторного моста с автоматическим уравниванием, в котором, однако, для измерения тока применен обычный компенсатор. Следует отметить, что преимущества автоматического уравнивания в большой степени теряются из-за последнего обстоятельства и длительность измерений практически остается той же. И хотя Engen указывает на возможность применения электродинамического прибора для получения непосредственного отсчета, однако эта возможность не реализована, не говоря уже о том, что разработанный в НБС мост носит характер лабораторного макета, а не промышленного образца.

Надо отметить, что решение задачи дальнейшего повышения точности измерения при непосредственном отсчете следует искать в направлении использования приборов с цифровым отсчетом; при их помощи можно обеспечить также и существенное уменьшение длительности измерения (до 1 сек. и ниже), что в свою очередь должно привести к уменьшению погрешности за счет нестабильности.

* * *

Описанный образцовый автоматический термисторный мост — первый прибор этого типа. Среди существующих мостов с непосредственным отсчетом мощности он является, по-видимому, наиболее точным и универсальным. Принципы, положенные в основу его конструкции: постоянный ток для подогрева термистора, фотокомпенсационные усилители для автоматического уравнивания или индикации, электродинамические приборы для ликвидации нелинейности шкалы, широкий диапазон рабочих сопротивлений термисторов — можно считать вполне себя оправдавшими.

Во всех случаях, когда важны точность и универсальность моста, применение этих принципов следует считать рациональным.

Литература

1. Селигер Б. А., Рабинович С. Г. Фотокомпенсационные усилители постоянного тока. «Автоматика и телемеханика», 1956, № 8.
2. Авторское свидетельство № 105010 Л. М. Занса, Л. А. Биргера, В. Н. Мильштейна от 9/1 1957 г. с приоритетом по заявке 29/532/453950 от 27/IV 1955 г.
3. Описание образцового термисторного моста МТО-1. Проспект ВДНХ, 1959.
4. Engen G. F. A self-balancing direct-current bridge for accurate bolometric power measurements—Journal of research of the NBS, 1957, 59, № 2, August.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ МИКРОКАЛОРИМЕТРА С ПРОТОЧНОЙ ЖИДКОСТЬЮ ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ КАЛОРИМЕТРА

Калориметры с проточной жидкостью, как и другие калориметрические измерители мощности СВЧ, являются измерителями поглощающего типа.

Измеряемая мощность должна в них полностью рассеиваться, превращаясь в тепловую мощность. Отражения измеряемой мощности СВЧ от входа прибора, тепловые потери в насадке при ее измерении и прочие причины могут вызвать появление погрешности и должны учитываться.

Измерение тепловой мощности в современных калориметрических измерителях мощности СВЧ производится методом замещения измеряемой мощности СВЧ эквивалентной по тепловому действию мощностью низкочастотного или постоянного тока.

Поглощающая нагрузка СВЧ насадки калориметра, в которой рассеивается измеряемая или замещающая мощность, омывается потоком жидкости и имеет с ним практически одинаковую температуру.

Рассеяние в нагрузке мощности приводит к повышению температуры потока жидкости на выходе насадки, причем если не учитывать вторичных эффектов, то

$$P = 4,18 cdv\Delta t^{\circ}, \quad (1)$$

где

P — мощность в $вт$;

c — удельная теплоемкость жидкости в $кал/г.град$;

v — расход жидкости в $см^3/сек$;

d — плотность жидкости в $г/см^3$;

Δt° — возникающий перепад температуры в градусах.

Изменение перепада температуры потока жидкости между входом и выходом насадки при подаче мощности и является эффектом, позволяющим количественно сравнивать измеряемую и замещающую мощности.

ЧАСТНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ ПРИБОРА

При подаче в калориметр измеряемой мощности СВЧ повышение температуры в насадке связано с действительным значением измеряемой мощности следующим равенством:

$$P_{\text{зд}} - (\Delta P_{\text{свчн}} + \Delta P_{\text{но}} + \Delta P_{\text{тн}}) + P_{\text{гех}} = 4,18 cdv_1 \Delta t_1^{\circ} - \delta P_{1\text{т}}$$

где

$P_{\text{зд}}$ — действительное значение падающей на калориметр мощности СВЧ;

$\Delta P_{\text{свчн}}$ — потери мощности СВЧ в подводящем волноводном или коаксиальном тракте;

$\Delta P_{\text{но}}$ — потери мощности СВЧ за счет ее отражения от калориметрической насадки и неоднородностей в подводящем тракте;

$P_{\text{тн}}$ — тепловые потери в насадке, возникающие при прогреве потока жидкости измеряемой мощностью;

$P_{\text{гех}}$ — тепловая мощность, рассеиваемая в насадке при преодолении потоком жидкости ее гидравлического сопротивления;

- d — плотность жидкости;
 c — удельная теплоемкость жидкости;
 v_1 — расход жидкости;
 Δt° — перепад температуры потока жидкости между входом и выходом насадки, возникающий в результате подачи в него измеряемой мощности;
 δP_{1t} — изменения показания прибора за время измерения, соответствующие случайному изменению начальной температуры потока жидкости за это время.

Соответственно, для случая подачи в калориметр замещающей мощности может быть записано следующее аналогичное предыдущему равенство:

$$P_{20} - \Delta P_{2тн} + P_{2мех} = 4,18 c d v_2 \Delta t_2 - \delta P_{2t}$$

где P_{20} — действительное значение замещающей мощности тока низкой частоты, а остальные обозначения такие же, как и в предыдущем равенстве, но обозначения тех величин, значения которых могут отличаться, снабжены индексом 2 вместо 1.

Полагая, что изменение напряжения ΔU на выходе индикатора перепада температуры пропорционально перепаду температуры Δt° между входом и выходом насадки и, решая совместно два последних равенства для исключения коэффициента пропорциональности между ΔU и Δt° , получим формулу измерения мощности СВЧ в следующем виде:

$$P_{x0} = \frac{v_1 \Delta U_1}{v_2 \Delta U_2} (P_{20} - \Delta P_{2тн} + P_{2мех} + \delta P_{2t}) + \Delta P_{свчн} + \Delta P_{но} + \Delta P_{1тн} - P_{1мех} - \delta P_{1t} \quad (2)$$

Учитывая, что при реализации метода замещения расход жидкости и показания прибора при подаче измеряемой и замещающей мощностей должны быть одинаковыми, преобразуем выражение (2) к виду

$$P_{x0} = \left(1 - \frac{\delta v}{v}\right) \left(1 - \frac{\delta U}{U}\right) (P_{20} - \Delta P_{2тн} + P_{2мех} + \delta P_{2t}) + \Delta P_{свчн} + \Delta P_{но} + P_{1тн} + P_{1мех} - \delta P_{1t} \quad (3)$$

где δv и δU — самопроизвольные случайные изменения расхода жидкости и выходного напряжения за время измерения.

Так как за результат измерения мощности СВЧ принимается результат измерения эквивалентной по тепловому действию замещающей мощности, то погрешность измерения СВЧ мощности выразится равенством

$$\Delta P_x = P_{20} + \Delta P_x - P_{x0}$$

где

- ΔP_x — погрешность измерения мощности СВЧ;
 ΔP_{20} — погрешность измерения замещающей мощности;
 P_{x0} — действительное значение мощности СВЧ;
 P_{20} — действительное значение замещающей мощности.

Подставляя в последнее равенство выражение для P_{x0} из равенства (3) и пренебрегая малыми второго порядка, получим следующее выражение:

$$\Delta P_x \approx \Delta P_{20} + \frac{\delta v}{v} P_{20} + \frac{\delta U}{U} P_{20} - \Delta P_{свчн} - \Delta P_{тн} + \Delta P_{мех} + \delta P_{1t} - \Delta P_{но} \quad (4)$$

где $\Delta P_{мех} = P_{1мех} - P_{2мех}$, $\delta P_{1t} = \delta P_{1t} - \delta P_{2t}$ и $\Delta P_{тн} = \Delta P_{1тн} - \Delta P_{2тн}$

Мощность, рассеиваемая на гидравлическом сопротивлении, является функцией расхода и его изменения, поэтому частные погрешности $\frac{\delta v}{v} P_s$ и $\Delta P_{\text{мех}}$ оказываются зависимыми.

Для независимых частных погрешностей введем следующие обозначения:

- $\Delta_1 = \delta P_t$ — погрешность за счет нестабильности температуры;
- $\Delta_2 = \frac{\delta v}{v} P_s - \Delta P_{\text{мех}}$ — погрешность за счет нестабильности расхода жидкости;
- $\Delta_3 = \frac{\delta U}{\Delta U} P_s$ — погрешность индикатора перепада температуры;
- $\Delta_4 = \Delta P_s$ — погрешность измерителя замещающей мощности;
- $\Delta_5 = \Delta P_{\text{тн}}$ — погрешность за счет неэквивалентности тепловых потерь в насадке калориметра;
- $\Delta_6 = \Delta P_{\text{свчн}}$ — погрешность за счет потерь в подводящем тракте СВЧ;
- $\Delta_7 = \Delta P_{\text{от}}$ — погрешность за счет отражений мощности СВЧ от входа микрокалориметра.

Погрешность за счет нестабильности температуры

Оценка величины частной погрешности Δ_1 , возникающей за счет нестабильности температуры потока жидкости, может быть получена при рассмотрении зависимости перепада температуры между входом и выходом каналов насадки от изменений температуры окружающей среды.

Если предположить, что тепловые потери в насадке отсутствуют, то перепад температуры потока жидкости между ее входом и выходом можно выразить в следующем виде:

$$\Delta t^e = T_1(t) - T_1(t + \Delta\theta), \quad (5)$$

где

- Δt^e — перепад температуры;
- $T_1(t)$ — температура потока жидкости на входе в насадку в момент времени t ;
- $\Delta\theta$ — время передачи теплового возмущения от входа до выхода насадки.

Разлагая $T_1(t + \Delta\theta)$ в ряд Тейлора и производя элементарные преобразования с учетом зависимости поступающего в калориметр теплового потока от перепада температуры между ним и окружающей средой, а также зависимости нагрева калориметра от количества сообщенного ему тепла, нетрудно получить следующее выражение для перепада температуры:

$$\Delta t^e \approx \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\Delta\theta^n \cdot T^{(n)}(t)}{n!} \approx \frac{1}{\tau} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\Delta\theta^n \cdot \Delta T_0^{(n-1)}(t)}{n!}$$

где

$\Delta T_0(t)$ — перепад температуры между калориметром и окружающей средой в момент времени t ;

$\tau = \frac{c}{\kappa}$ — тепловая постоянная времени калориметра;

c — теплоемкость калориметра;

κ — коэффициент теплопередачи от калориметра к окружающей среде.

Изменение этой величины за время измерения t_0 равно

$$\Delta t^0 = \frac{d(\Delta t^0)}{dt} t_0 = \frac{t_0}{\tau} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\Delta \Theta^n T_0^{(n)}(t)}{(n-1)n!} \quad (6)$$

Полагая время распространения теплового возмущения равным времени перемещения частицы жидкости от входа до выхода насадки, а время измерения t_0 пропорциональным времени передачи теплового возмущения $\Delta \Theta$, легко получить следующее более удобное для анализа выражение, описывающее изменение перепада температуры:

$$\Delta t^0 = \frac{aV}{\tau v} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Delta \Theta^n \cdot \Delta T_0^{(n)}(t)}{(n-1)n!}$$

где

- a — безразмерное постоянное число, характеризующее отношение теплоемкостей насадки, рабочей жидкости и термоблока;
- V — объем калориметрической насадки;
- v — расход рабочей жидкости.

Соответствующая частная погрешность оказывается равной:

$$\Delta_1 = 4,18 dcv \Delta t^0 = \frac{4,18 dcaV}{\tau} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{d\Theta^n \Delta T_0^{(n)}(t)}{(n-1)n!} \quad (7)$$

Считая, что температура в помещении не может изменяться скачком, и сохраняя лишь первый член разложения, получим следующее выражение для соответствующей погрешности:

$$\Delta_1 \approx k \frac{V^2}{v^2} \frac{d|\Delta T_0(t)|}{dt}$$

Зависимости (6) и (7) позволяют заключить, что для уменьшения частной погрешности Δ_1 необходимо:

- а) уменьшать время измерения путем уменьшения теплоемкостей насадки, блока терморпар и т. п.;
- б) увеличивать расход рабочей жидкости, что одновременно будет способствовать и уменьшению времени измерения;
- в) увеличивать теплоемкость калориметрической системы и улучшать ее теплоизоляцию от окружающей среды;
- г) уменьшать объем рабочей жидкости в насадке.

Для макета калориметра, выполненного нами с учетом сформулированных выше требований, подсчет по формуле (3) ожидаемой величины погрешности Δ_1 в предположении, что окружающая температура за время измерения около 3 мин. изменяется с постоянной скоростью не более чем на 1°C , дает значение порядка 10—20 $\mu\text{квт}$.

В условиях стационарной лаборатории наблюдающиеся изменения температуры происходят значительно медленнее; это говорит о том, что полученный нами результат является в значительной степени завышенным.

Кроме того, такие изменения температуры могут привести лишь к медленному монотонному дрейфу нуля прибора, влияние которого на результат измерения почти полностью может быть исключено при обработке результатов измерения.

Отметим, что дрейфу нуля калориметра на 10 $\mu\text{квт}$ при расходе порядка 1 $\text{см}^3/\text{сек}$, согласно (1), соответствует изменение перепада температуры примерно на 10^{-6}°C .

Поддержание температуры с необходимой стабильностью за относительно короткие промежутки времени можно осуществлять с помощью

теплового демпфирования системы. Получение такого же эффекта с помощью автоматического терморегулирования если и возможно, то крайне сложно и поэтому нецелесообразно.

Преимуществом метода теплового демпфирования является также то, что при подготовке прибора к работе его температуру не нужно доводить до какого-либо определенного значения, что существенно сказывалось бы на значительном увеличении времени прогрева прибора перед эксплуатацией.

Погрешность за счет нестабильности расхода

Частная погрешность калориметра Δ_2 возникает за счет нестабильности расхода, причем $\Delta_2 = \Delta_2' + \Delta_2'' = \frac{\delta v}{v} P_3 + \Delta P_{\text{мех}}$,

где

$\Delta_2' = \frac{\delta v}{v} P_3$ — погрешность, обусловленная изменением чувствительности прибора при изменении расхода;

$\Delta_2'' = \Delta P_{\text{мех}}$ — погрешность, обусловленная изменением мощности, рассеиваемой потоком жидкости в насадке на ее гидравлическом сопротивлении при изменении расхода.

Из выражения для Δ_2 видно, что относительная нестабильность расхода $\frac{\delta v}{v}$ вызывает численно равную ей относительную частную погрешность

$$\Delta_{2\text{отн}} = \frac{\Delta_2'}{P} = \frac{\delta v}{v}.$$

Оценивая частную погрешность Δ_2 , рассмотрим следующее выражение для мощности, рассеиваемой в насадке при преодолении потоком жидкости гидравлического сопротивления:

$$P_{\text{мех}} = 0,102 v^2 R_n = 0,102 \frac{F^2 R_n}{(R_n + R_c)^2} \quad (8)$$

где

$P_{\text{мех}}$ — тепловая мощность, рассеиваемая потоком жидкости на гидравлическом сопротивлении насадки R_n , выраженная в *вт*;

v — расход жидкости в *см³/сек*;

R_n — гидравлическое сопротивление насадки в *атм · сек/см³*;

F — перепад давлений в потоке жидкости, создаваемый между входом и выходом калориметрической системы, в *атм*;

R_c — гидравлическое сопротивление калориметрической системы за вычетом гидравлического сопротивления насадки в *атм · сек/см³*.

Частная погрешность Δ_2 равна

$$\Delta_2 = P_{1\text{мех}} - P_{2\text{мех}} = \Delta P_{\text{мех}}$$

В результате вычисления ΔP , путем нахождения частных дифференциалов функции $P_{\text{мех}} = f(F, R_n, R_c)$ перехода к конечным приращениям и суммирования случайных независимых погрешностей, получим следующее выражение:

$$\Delta_2 = \pm \sqrt{\sigma_F^2 + \sigma_{R_n}^2 + \sigma_{R_c}^2} = \pm 0,102 v^2 \sqrt{\left(A_1 \frac{\Delta F}{F}\right)^2 + \left(A_2 \frac{\Delta R_n}{R_n}\right)^2 + \left(A_3 \frac{\Delta R_c}{R_c}\right)^2} \quad (9)$$

где

$$A_1 = 2R_n; \quad \sigma_F = \pm 2P_{max} \frac{\Delta F}{F} = 0,204v^2 R_n \frac{\Delta F}{P};$$

$$A_2 = R_n \frac{R_c - R_n}{R_c + R_n}; \quad \sigma_{R_n} = \pm P_{max} \frac{R_c - R_n}{R_c + R_n} \frac{\Delta R_n}{R_n} = 0,102v^2 \frac{R_c - R_n}{R_c + R_n} \Delta R_n;$$

$$A_3 = 2 \frac{R_n R_c}{R_c + R_n}; \quad \sigma_{R_c} = \pm 2P_{max} \frac{R_c}{R_c + R_n} \frac{\Delta R_c}{R_c} = 0,204v^2 \frac{R_n}{R_c + R_n} \Delta R_c.$$

Частные производные $\frac{\partial \sigma_{R_c}}{\partial R_n}$ и $\frac{\partial \sigma_{R_c}}{\partial R_c}$ всегда положительны. Погреш-

ность σ_{R_c} принимает нулевое значение при $R_n=0$; $R_c \neq 0$ или $R_c=0$; $R_n \neq 0$.

Следовательно, погрешность σ_{R_c} монотонно убывает при уменьшении любого из гидравлических сопротивлений R_n или R_c , принимая нулевое значение при равенстве нулю любого из этих сопротивлений.

Частная погрешность σ_{R_n} обращается в нуль при любых конечных значениях расхода жидкости v и относительной нестабильности гидравлического сопротивления насадки $\frac{\Delta R_n}{R_n}$, если $R_n = 0$ или $R_n = R_c$.

Первое условие ($R_n = 0$) является тривиальным, а второе ($R_n = R_c$) позволяет предложить метод снижения погрешности калориметра путем регулировки сопротивления гидравлической системы.

Частная погрешность σ_F при прочих равных условиях оказывается пропорциональной гидравлическому сопротивлению насадки калориметра R_n .

Из изложенных выше соображений можно сделать следующие выводы:

1. Частная абсолютная погрешность Δ_{2abs} не зависит от уровня измеряемой мощности и приводит к возрастанию относительной погрешности калориметра на малых уровнях измеряемой мощности. Ее вес в общей погрешности тем выше, чем меньше измеряемая мощность.

2. Частная относительная погрешность $\Delta'_{2отн} = \frac{\Delta_2'}{P} = \frac{\delta v}{v}$ не зависит от уровня мощности.

Соответствующая абсолютная погрешность Δ_{2abs} пропорциональна измеряемой мощности. Вес этой частной погрешности в полной погрешности прибора обычно значителен лишь при измерении относительно большой мощности (в пределах рабочего диапазона измеряемых мощностей).

3. Так как относительные нестабильности перепада давления $\frac{\Delta F}{F}$ и гидравлических сопротивлений $\frac{\Delta R_n}{R_n}$ и $\frac{\Delta R_c}{R_c}$ в практически важных случаях не зависят от расхода или зависят незначительно, то согласно зависимости (9) случайная погрешность Δ_2' пропорциональна квадрату расхода жидкости.

4. Для уменьшения частной погрешности Δ_2' возможны следующие пути:

- стабилизация перепада давления;
- уменьшение гидравлического сопротивления насадки;
- установка в гидравлической системе (вне насадки) регулируемого гидравлического сопротивления и настройка калориметра с помощью

этого сопротивления на минимальную случайную погрешность при измерениях малых мощностей.

Для определения связи между Δ_1 и Δ_2 предположим, что гидравлическое сопротивление насадки постоянно, и вычислим погрешность Δ_2 , пользуясь следующим выражением для $P_{\text{мех}}$:

$$P_{\text{мех}} = 0,1 v^2 R_n$$

Получим

$$\Delta_{\text{заб}}^* = \Delta P_{\text{мех}} = \frac{\partial P_{\text{мех}}}{\partial v} \Delta v = 2P_{\text{мех}} \frac{\partial v}{v} = 2P_{\text{мех}} \Delta_{20\text{тн}}$$

Следовательно,

$$\Delta_{20\text{тн}}^* = \Delta_{20\text{тн}} + \Delta_{\text{заб}}^* = \left(1 + \frac{2P_{\text{мех}}}{P}\right) \Delta_{20\text{тн}} = \left(1 + \frac{2P_{\text{мех}}}{P}\right) \frac{\partial v}{v} \quad (10)$$

Для оценки порядка величины допустимой нестабильности расхода укажем, что в разработанном макете калориметра на некоторых диапазонах длин волн нам не удалось сконструировать насадки, хорошо согласованные с трактом СВЧ и имеющие достаточно малое гидравлическое сопротивление. При выбранном нами режиме работы этого калориметра значение $P_{\text{мех}}$ достигало 50 мвт. При измерении мощности порядка 3 мвт случайная погрешность макета калориметра не превышала $\pm 1\%$, из чего можно заключить, что, согласно (10), относительная нестабильность расхода жидкости в нем не превышала $\pm 3 \cdot 10^{-4}$.

Кроме того, следует отметить, что для нашего макета при работе на малых уровнях мощности $\Delta_2 \ll \Delta_1$.

Погрешность индикатора перепада температуры

Под погрешностью индикатора перепада температуры Δ_3 понимается погрешность, с которой реализуется замещение перепадов температуры, вызванных рассеянием измеряемой и замещающей мощностей.

Эту погрешность целесообразно рассматривать только для определенного типа индикатора.

Рассмотрим для примера погрешность одного из возможных неавтоматических индикаторов, схема которого приведена на рис. 1.

Этот индикатор перепада температуры состоит из блока терморпар 1, источника компенсирующего напряжения 2, усилителя постоянного тока 3 и отсчетного прибора 4. На схеме обозначены также калориметрическая насадка 7, в которой рассеивается измеряемая мощность СВЧ, нагреватель 5 для рассеяния замещающей мощности постоянного или

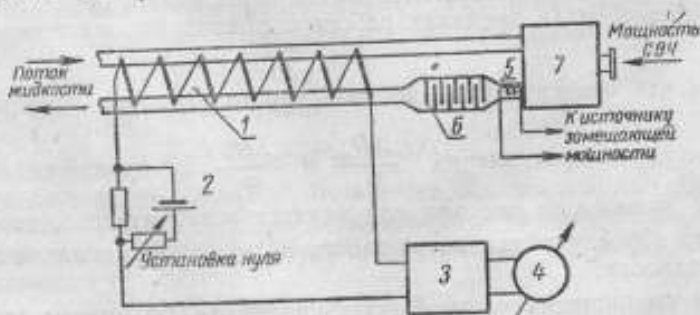


Рис. 1. Схема индикатора перепада температуры с блоком терморпар

1—блок терморпар; 2—источник компенсирующего напряжения; 3—усилитель постоянного тока; 4—отсчетный прибор; 5—нагреватель; 6—термовысигатель; 7—насадка калориметра

низкочастотного тока, а также тепловой смеситель δ , предназначенный для перемешивания жидкости с целью выравнивания ее температуры по сечению потока.

Ранее отмечалось, что за счет теплообмена с окружающей средой и рассеяния механической мощности на гидравлическом сопротивлении насадки напряжение на выходе блока термодар не равно нулю и тогда, когда ни измеряемая, ни замещающая мощности в калориметр не подаются. Это напряжение компенсируется при начальной установке нуля прибора с помощью источника компенсирующего напряжения и делителя. Нестабильность источника компенсирующего напряжения вызывает дрейф нуля прибора. Если согласно предыдущему предположить, что $\Delta_2 \ll \Delta_2$, т. е. компенсируется в основном напряжение, вызванное прогревом потока жидкости при преодолении им гидравлического сопротивления, то условие начального баланса прибора можно записать в виде

$$\alpha P_{\text{мех}} - k U_{\kappa} = 0,$$

где

α — чувствительность блока термодар в в/вт ;

k — коэффициент деления компенсатора;

U_{κ} — напряжение источника компенсирующего напряжения.

Из последнего равенства следует, что относительная нестабильность компенсирующего напряжения эквивалентна такой же относительной нестабильности мощности, рассеиваемой на гидравлическом сопротивлении при вдвое меньшей относительной нестабильности расхода жидкости, т. е.

$$\frac{\Delta U_{\kappa}}{U_{\kappa}} = \frac{\Delta P_{\text{мех}}}{P_{\text{мех}}} = \frac{\delta v}{2v}. \quad (11)$$

Эквивалентное изменение мощности за время измерения выразится следующим образом:

$$\Delta P_{\kappa} = \Delta P_{\text{мех}} = \frac{\Delta U_{\kappa}}{U_{\kappa}} P_{\text{мех}}.$$

Допустимая частная относительная погрешность индикатора $\Delta_{\text{Зотн}} = \frac{\Delta P_{\kappa}}{P}$ связана с допустимым значением относительной нестабильности компенсирующего напряжения следующим равенством:

$$\Delta_{\text{Зотн}} = \frac{\Delta P_{\kappa}}{P_{\text{изм}}} = \frac{P_{\text{мех}}}{P_{\text{изм}}} \frac{\Delta U_{\kappa}}{U_{\kappa}}.$$

Пусть $P_{\text{мех}} = 50$ *мвт*, $P_{\text{изм}} = 3$ *мвт*, $\Delta_{\text{Зотн}} = 0,25\%$.

Тогда

$$\frac{\Delta U_{\kappa}}{U_{\kappa}} < 1,5 \cdot 10^{-4}.$$

Таким образом, частная погрешность $\Delta_{\text{Зотн}}$ достаточно мала по сравнению с другими, если относительная нестабильность компенсирующего напряжения за время измерения не превышает 10^{-4} , что весьма легко осуществить, применяя в качестве источника гальванические элементы, аккумуляторы или специальные стабилизирующие устройства (например, прибор типа У-1136).

Другой составляющей погрешности индикатора перепада температуры является нестабильность за время измерения коэффициента усиления усилителя постоянного тока Δ_3 . При применении фотокомпенсацион-

ного усилителя типа Ф-16 с внешним выходным прибором эта погрешность оказывается исчезающе малой ($\Delta_3 < 0,1\%$).

Порог чувствительности индикатора ограничивает точность процесса замещения при работе на малых уровнях мощности. Применявшиеся нами блоки термопар имели чувствительность α около 5 мВ/град . Порог чувствительности γ фотокомпенсационного усилителя типа Ф-16 равен $2 \cdot 10^{-8} \text{ в}$. Перепад температуры связан с вызвавшей его мощностью зависимостью (1), следовательно, разрешающая способность в ваттах равна

$$\delta P = \frac{4\gamma c d}{\alpha}$$

Для воды ($c = 1 \text{ кал/г} \cdot \text{град}$; $d = 1 \text{ г/см}^3$) при расходе $1 \text{ см}^3/\text{сек}$

$$\delta P = \frac{4\gamma}{\alpha} \approx 1,6 \text{ мквт.}$$

Таким образом, погрешность за счет недостаточной разрешающей способности индикаторного устройства при измерении мощности около 3 мвт и более в нашем макете калориметра была исчезающе малой.

Вариация отчетного прибора и недостаточная разрешающая способность его шкалы определяется классом прибора. С целью уменьшения этой погрешности фотокомпенсационный усилитель должен использоваться с выносным отчетным прибором.

Весьма существенная частная погрешность Δ_3 может вызваться дрейфом нуля усилителя постоянного тока за время измерения. В случае применения фотокомпенсационного усилителя типа Ф-16 эта частная погрешность достигала $\pm 0,5\%$.

В заключение следует отметить, что все перечисленные погрешности индикатора перепада температуры являются случайными и независимыми погрешностями. Его полная погрешность может быть вычислена как

$$\Delta_3 = \pm \sqrt{\sum_i (\Delta_3^i)^2}$$

В рассматривавшемся нами примере

$$\Delta_3 < \pm 0,7\%$$

Кроме блока термопар, для индикации перепада температуры могут применяться и мостовые схемы с термометрами сопротивления или термисторами в противоположных боковых плечах моста. Чтобы такой индикатор перепада температур не реагировал на абсолютное значение температуры, чувствительность термочувствительных элементов к температуре должна быть совершенно одинаковой (при равноплечем мосте). У существующих термисторов разброс параметров весьма велик, что затрудняет их применение.

На рис. 2 приведена одна из возможных схем неавтоматического индикатора перепада температур с термисторами или термометрами сопротивления в боковых плечах моста.

Не останавливаясь подробно на технике счета, отметим, что, если мощность самопрогрева индикатора не превышает 50 мвт , порог чувствительности такого индикатора с термометрами сопротивления из меди и фотокомпенсационным усилителем типа Ф-16 примерно такой же, как и в случае ранее рассмотренного индикатора с блоком термопар ($\approx 2 \text{ мквт}$).

Относительная нестабильность питающего напряжения влияет на погрешность измерения примерно так же, как в разобранном выше случае нестабильность компенсирующего напряжения.

Некоторым недостатком индикаторов с мостовыми схемами является наличие протекновения потока жидкости током моста.

Индикаторы перепада температур могут быть автоматизированы. Для этого достаточно выходной сигнал усилителя постоянного тока подать на нагреватель в виде отрицательной обратной связи. Тогда подача измеряемой мощности приведет автоматически к такому уменьшению рассеиваемой в нагревателе мощности, при котором перепад температур останется неизменным, т. е. автоматически реализуется метод замещения измеряемой мощности СВЧ эквивалентной мощностью постоянного или низкочастотного тока. Уменьшение мощности, рассеиваемой в нагревателе, окажется равным измеряемой мощности и сможет непосредственно отсчитываться по прибору.

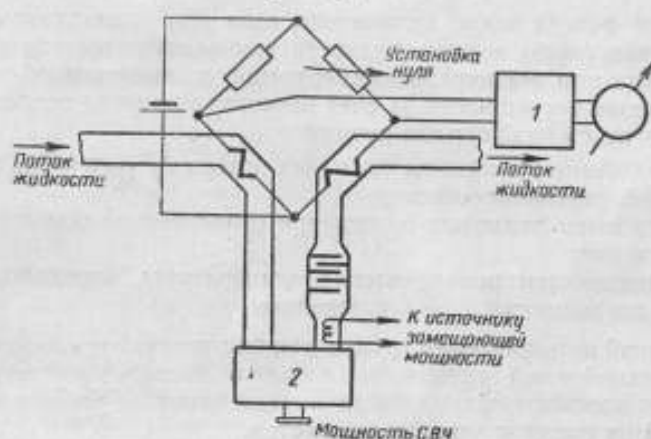


Рис. 2. Схема индикатора перепада температуры с дифференциальным термометром сопротивления
1 — усилитель постоянного тока; 2 — паялка калориметра

Калориметр с таким индикатором становится автоматическим прямопоказывающим измерителем мощности СВЧ.

При автоматизации любого из описанных индикаторов появляется дополнительная частная систематическая погрешность, обусловленная недостаточным коэффициентом усиления системы автоматического регулирования. Ее относительная величина равна обратной величине коэффициента усиления замкнутой системы регулирования. Эта систематическая погрешность может быть определена и частично исключена путем измерения калориметром известной мощности постоянного тока, поданной в еще один независимый нагреватель.

Погрешность измерения замещающей мощности

Измерение замещающей мощности постоянного или низкочастотного тока обычно не вызывает затруднений.

Погрешность измерителя замещающей мощности Δ_4 определяется классом применяемого прибора.

Следует лишь отметить, что когда мощность определяется путем измерения тока, протекающего через нагреватель с известным сопротивлением или путем измерения напряжения на нагревателе, относительная погрешность результата измерения мощности соответствует удвоенной относительной погрешности результата измерения тока или напряжения. Кроме того, полезно заметить, что миллиамперметры или вольтметры, имеющие квадратичную шкалу, после переградуировки в единицах мощности имеют равномерную шкалу и поэтому более предпочтительны.

В тех случаях, когда замещение ведется мощностью переменного тока низкой частоты, обычно применяются приборы термоэлектрической,

электродинамической или электростатической системы. Все они имеют квадратичную шкалу по току или напряжению и равномерную по мощности.

Погрешность за счет неэквивалентности тепловых потерь

Согласно (4), погрешность за счет тепловых потерь в насадке Δ_s равна разности тепловых потерь, т. е.

$$\Delta_s = \Delta P_{2тл} - \Delta P_{1тл}.$$

Тепловые потери могут отличаться, если при одинаковом конечном перепаде температуры потока жидкости температурные поля оказываются различными при поглощении измеряемой и замещающей мощностей.

Уменьшение погрешности за счет неэквивалентности тепловых потерь может достигаться различными путями:

- а) уменьшением величины тепловых потерь $\Delta P_{1тл}$ и $\Delta P_{2тл}$ при той же относительной неэквивалентности;
- б) уравнением тепловых потерь при относительно большом их абсолютном значении;
- в) исследованием распределения температуры, определением систематической погрешности и ее исключением.

Последний путь наиболее труден, так как условия поглощения мощности СВЧ в одной и той же насадке зависят от частоты; поэтому все исследования пришлось бы повторять на многих частотах рабочего диапазона для каждой из насадок микрокалориметра.

В большинстве случаев удается разработать насадки, в которых тепловые потери малы и тем более мала их неэквивалентность. Неэквивалентность тепловых потерь не может превышать величины самих потерь. Неэквивалентность тепловых потерь может достигать этого предельного значения лишь в случае, когда одна из сравниваемых мощностей рассеивается на входе насадки, а другая — на ее выходе.

Поэтому оценку максимально возможной величины погрешности за счет неэквивалентности тепловых потерь для насадок с малыми потерями ведут путем расчета или экспериментального определения относительных тепловых потерь при рассеянии мощности в потоке жидкости на входе в насадку.

Рассмотрим тепловые потери в случае рассеяния мощности на входе насадки. Они складываются из следующих составляющих:

- а) потери за счет молекулярной теплопроводности;
- б) потери за счет конвективных потоков воздуха;
- в) потери за счет теплопередачи излучением.

Тепловые потери за счет конвективного теплообмена в насадках сантиметрового и миллиметрового диапазонов воли не возникают, в чем легко убедиться, рассчитав произведения критериев Прандтля (P_r) и Грасгофа (G_r) для любой из этих насадок в предположении, что прогрев потока воды происходит не более чем на 1°C (такой прогрев при расходе $1 \text{ см}^3/\text{сек}$ соответствует мощности около 4 вт).

Оказывается, что в любом из практически интересных случаев, если полость насадки замкнута, произведения критериев $P_r G_r < 10^3$ и, согласно известным исследованиям [1], конвективные потоки воздуха в насадке отсутствуют.

Переходя к оценке тепловых потерь за счет лучистого теплообмена, покажем, что при имеющих место в микрокалориметре достаточно малых перепадах температуры тепловые потери с достаточной степенью точности могут считаться пропорциональными разности температур.

Действительно,

$$P_s = \sigma(T_1^4 - T_0^4) \approx 4\sigma T_{cp}^3 \Delta t^{\circ} \quad (12)$$

где

$$T_{cp} = \frac{T_1 + T_0}{2}; \quad \Delta t^{\circ} = T_1 - T_0.$$

При $\Delta t^{\circ} < 1^{\circ}\text{C}$ и $T_{cp} \approx 300^{\circ}\text{K}$ относительная погрешность расчетов по приближенной формуле $\frac{\Delta P_s}{P_s} < 0,01\%$.

Из теплотехники известно [1], что мощность лучистого теплообмена двух тел, находящихся одно внутри другого, равна

$$Q = \frac{4,95 \left[\left(\frac{T_1}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_0}{100} \right)^4 \right]}{\frac{1}{A_1} + \frac{S_1}{S_2} \left(\frac{1}{A_2} - 1 \right)},$$

где

Q — мощность лучистого теплообмена в ккал/час;
 S_1 — поверхность внутреннего тела в м^2 ;
 A_1 — коэффициент черноты поверхности внутреннего тела;
 S_2 и A_2 — соответственно те же величины для внешнего тела;
 T_0 и T_1 — абсолютные температуры тел в $^{\circ}\text{K}$.

Очевидными преобразованиями с учетом (12) последнее равенство преобразуется к виду:

$$\Delta P_s \approx N \Delta t^{\circ}; \quad N \approx \frac{2,2 \cdot 10^{-13} S_n T^3}{\frac{1}{A_n} + \frac{S_n}{S_s} \left(\frac{1}{A_s} - 1 \right)} \quad (13)$$

где

ΔP_s — мощность тепловых потерь за счет лучистого теплообмена в вт ;
 S_n и S_s — поверхности поглощающей нагрузки и стенок волновода в см^2 ;
 A_n и A_s — коэффициенты черноты этих поверхностей;
 T — абсолютная температура насадки в $^{\circ}\text{K}$;
 Δt° — перепад температур в $^{\circ}\text{C}$.

Разделив равенство (13) на равенство (1), получим следующее выражение для относительных тепловых потерь в насадке за счет лучистого теплообмена:

$$\Delta_{\text{луч}} < \frac{\Delta P_s}{P} \approx \frac{N}{4,18 v c d}$$

Из полученной зависимости следует, что относительные тепловые потери излучением определяются только конструкцией насадки, расходом жидкости, ее удельной теплоемкостью и плотностью и не зависят от уровня измеряемой мощности и начальной температуры жидкости.

Для большинства разработанных нами калориметрических насадок дециметрового и сантиметрового диапазонов волн относительные потери мощности на излучение составляют сотые доли процента и оказываются исчезающе малыми по сравнению с потерями за счет молекулярной теплопроводности.

Теплопередача за счет молекулярной теплопроводности описывается уравнением вида

$$\Delta P_{\lambda} = \kappa \Delta t^{\circ}, \quad (14)$$

где

- ΔP_{λ} — тепловые потери в *вт*;
- κ — коэффициент теплопередачи в *вт/град*;
- Δt° — перепад температуры в $^{\circ}\text{C}$.

Разделив (14) на (1), получим следующее выражение для оценки второй составляющей погрешности за счет неэквивалентности тепловых потерь, обусловленной молекулярной теплопроводностью:

$$\Delta_5^* < \frac{\Delta P_{\lambda}}{P} = \frac{\kappa}{4,18 \text{ вcd}}$$

Так как коэффициент теплопередачи κ определяется лишь геометрическими размерами деталей насадки и коэффициентом теплопроводности материалов, то и эта составляющая погрешность Δ_5 не зависит от уровня измеряемой мощности.

Погрешность Δ_5 и ее составляющие Δ_5^* и Δ_5° являются систематическими погрешностями микрокалориметра, причем

$$\Delta_5 = \Delta_5^* + \Delta_5^{\circ}$$

Из приведенного выше следует, что погрешность микрокалориметра за счет неэквивалентности тепловых потерь:

- а) не зависит от уровня измеряемой мощности;
- б) обратно пропорциональна расходу жидкости.

Рост погрешности Δ_5 за счет неэквивалентности тепловых потерь в насадке при уменьшении расхода является одним из основных ограничений при увеличении чувствительности калориметра и снижении погрешности Δ_2 путем снижения расхода жидкости.

Для калориметра с определенной насадкой погрешность за счет неэквивалентности тепловых потерь может быть понижена или посредством определения ее величины и учета в виде поправки или путем увеличения расхода жидкости.

В предложенных автором конструкциях калориметрических насадок миллиметрового диапазона длин волны средством снижения погрешности микрокалориметра за счет неэквивалентности тепловых потерь является уравнивание тепловых потерь путем создания на поверхности теплообмена насадки практически эквипотенциальной поверхности температурного поля.

Уравнивание температуры на поверхности теплообмена производится путем использования известного в теплотехнике принципа противоточка, заключающегося в интенсивном теплообмене встречных потоков жидкости.

Построенные по этому принципу насадки хотя и характеризуются значительными тепловыми потерями, что несколько снижает чувствительность прибора, но не вызывают практически ощутимой погрешности за счет неэквивалентности тепловых потерь.

Погрешность за счет потерь мощности СВЧ в подводящем тракте

Погрешность Δ_6 возникает за счет рассеяния части измеряемой мощности СВЧ вне калориметрической насадки.

Для уменьшения этой погрешности подводящий тракт должен выполняться с предельно малыми удельными потерями, что достигается

обеспечением хороших контактов в местах соединений, доброкачественностью покрытий поверхности пленками благородных металлов с высокой электропроводностью и хорошими антикоррозийными свойствами.

Другим способом снижения этой погрешности является укорочение длины подводящего мощность СВЧ тракта. Ограничением в этом случае является ухудшение изоляции паяшки калориметра от влияния тепловых возмущений, распространяющихся извне вдоль стенок подводящего тракта.

Погрешность Δ_6 является систематической. Ее определение является задачей точного измерения малых затуханий, описанной в литературе [2]. Измерение погрешности Δ_6 дает возможность ее исключить при аттестации прибора, причем погрешность результата измерения затухания в этом случае будет являться неисключенным остатком систематической погрешности калориметра.

Погрешность за счет отражений мощности СВЧ от входа прибора

Погрешность за счет отражений мощности СВЧ Δ_7 должна учитываться лишь в случае, когда микрокалориметр используется для измерения падающей на него мощности.

Она может быть легко исключена введением поправки, равной квадрату модуля коэффициента отражения входа микрокалориметра.

В ряде случаев поверочной практики микрокалориметр может использоваться как измеритель поглощенной в нем мощности (например при проверке измерителей проходящей мощности). При таких измерениях погрешность $\Delta_7 = 0$ и поправка вводится не должна.

Суммирование частных погрешностей

Каждая из частных погрешностей Δ_i может включать в себя как систематическую γ_i , так и случайную σ_i составляющие, т. е.

$$\Delta_i = \gamma_i + \sigma_i \quad (15)$$

При аттестации образцового калориметра большая часть систематических составляющих частных погрешностей исключается, причем результат определения той или иной поправки имеет погрешность $\delta(\Delta_i)$, которая играет роль неисключенного остатка систематической погрешности и в свою очередь включает в себя систематическую γ_i и случайную σ_i составляющие.

По-видимому при определении неисключенного остатка систематической погрешности образцового калориметра после его аттестации и введения соответствующих поправок суммирование неисключенных остатков частных погрешностей целесообразно производить по следующей формуле:

$$\gamma = \pm \left(\sum_i \gamma_i + \sum_i \gamma_i + 3 \sqrt{\sum_i (\sigma_i)^2} \right) \quad (16)$$

где

- γ — систематическая погрешность калориметра;
- γ_i — систематические погрешности результатов определения поправок при аттестации калориметра;
- γ_i — наибольшие возможные значения модулей частных систематических погрешностей калориметра, не подвергавшихся исключению в процессе аттестации;
- σ_i — среднеквадратичные погрешности результатов определения поправок при аттестации калориметра.

Случайная погрешность образцового калориметра при его аттестации может быть определена путем вычисления среднеквадратичной погрешности ряда однотипных измерений, произведенных этим калориметром, или вычислена по результатам определения случайных составляющих частных погрешностей по формуле

$$\sigma = \pm \sqrt{\sum_i (\sigma_i)^2} \quad (17)$$

В случае необходимости полная погрешность калориметра вычисляется как

$$\Delta = \pm \left(\sum_i \gamma_i' + \sum_i \gamma_i + 3 \sqrt{\sum_i (\sigma_i)^2 + \sum_i (\sigma_i')^2} \right)$$

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КАЛОРИМЕТРА

При аттестации калориметра достаточно определить его случайную погрешность как среднеквадратичную погрешность ряда однотипных измерений, не находя каждой из частных погрешностей. Однако в таком случае определение погрешности нужно вести при различных уровнях измеряемой мощности в различных режимах работы прибора, что требует большого числа измерений.

Более целесообразно, пользуясь анализом источников погрешности, найти закон изменения случайной погрешности от различных факторов, записать его в общем виде и экспериментально определить значения коэффициентов в выражении для этого закона.

Случайная погрешность калориметра зависит от уровня измеряемой мощности. Отметим, что выражение (17) можно переписать в виде

$$\sigma_{\text{отн}} = \sqrt{\sum_i \sigma_{\text{отн}}^2 + \frac{\sum_i \sigma_{\text{абс}}^2}{P^2}} \quad (18)$$

где

$\sigma_{\text{отн}}$ — относительная среднеквадратичная погрешность калориметра;

$\sigma_{\text{отн}}$ — частные относительные среднеквадратичные погрешности, величина которых не зависит от уровня измеряемой мощности;

$\sigma_{\text{абс}}$ — частные абсолютные среднеквадратичные погрешности, величина которых не зависит от уровня измеряемой мощности;

P — уровень измеряемой мощности.

При этом

$$\begin{aligned} \sum_i \sigma_{\text{отн}}^2 &\approx \sigma_3^2 + \sigma_4^2 \\ \sum_i \sigma_{\text{абс}}^2 &\approx \sigma_1^2 + \sigma_2^2 \end{aligned} \quad \text{и}$$

Рассматривая равенство (18), нетрудно увидеть, что при аттестации калориметра достаточно найти случайную погрешность, соответствующую нижнему и верхнему пределам измеряемой мощности, подставить эти значения в уравнение (18) и решить систему двух уравнений относительно $\sum_i \sigma_{\text{отн}}$ и $\sum_i \sigma_{\text{абс}}$.

Вычисленные таким образом значения $\sum_i \sigma_{\text{отн}}$ и $\sum_i \sigma_{\text{абс}}$ для исследованного нами макета калориметра оказались равными $3 \cdot 10^{-3}$ и 45 мквт.

Соответственно относительная случайная погрешность этого макета была определена как

$$\sigma_{\text{отн}}^{\%} \approx \pm \sqrt{0,1 + \left(\frac{4,5}{P}\right)^2} \%$$

где P — измеряемая мощность в *мвт*.

Для экспериментального подтверждения справедливости полученного выражения случайная погрешность калориметра измерялась на каждом пределе измерения в нескольких точках его шкалы. Результаты измерений сведены в табл. 1.

Таблица 1

Измеряемая мощность <i>мвт</i>	Среднеквадратичная погрешность ряда измерений в % при расходе воды 1 <i>см³/сек</i>	
	Расчетное значение $\sigma_{\text{отн}}^{\%} = \sqrt{0,1 + \left(\frac{4,5}{P}\right)^2}$	Экспериментальное значение, вычисленное по рядам из пяти измерений в каждом
70	±0,3	±0,3
30	±0,35	±0,2
15	±0,45	±0,3
7,5	±0,7	±0,5
3,3	±1,4	±1
1,7	±2,6	±2,6

Можно предложить и другой способ нахождения $\sum_i \sigma_{\text{лабе}}$. Случайные изменения напряжения на выходе индикатора калориметра одинаково проявляются как в отсутствие измеряемой или замещающей мощностей, так и при них. Поэтому в каждое из измерений они войдут четыре раза (при установке нуля во время калибровки, при отсчете показания при калибровке, при установке нуля перед подачей измеряемой мощности и при отсчете показания, соответствующего измеряемой мощности).

Эти флюктуации имеют случайный характер, и соответствующее им абсолютное значение случайной погрешности калориметра равно удвоенному значению среднеквадратичного отклонения нулевого показания калориметра, т. е.

$$\pm \sqrt{\sum_i \sigma_{\text{лабе}}^2} = \pm 2\sigma_0$$

График зависимости нулевых показаний калориметра от времени записывался самописцем при расходе воды 1 *см³/сек*. На графике проводилась кривая, усредняющая быстрые изменения показаний шумового характера таким же образом, как это происходит в выносном индикаторном приборе в силу его инерционности. На этом же графике отмечались моменты времени, в которые брались отсчеты по шкале индикаторного прибора.

Среднеквадратичная погрешность полученного таким образом ряда оказалась равной $\sigma_0 \approx \pm 20$ *мквт*.

Следовательно,

$$\pm \sqrt{\sum_i \sigma_{\text{лабе}}^2} \approx 40 \text{ мквт}$$

Таким образом, различными методами были получены хорошо совпадающие значения ± 45 *мквт* и ± 40 *мквт*.

Эксперименты, подобные описанным выше, были произведены и для расхода воды, примерно равного $0.4 \text{ см}^3/\text{сек}$.

Величина $\pm \sqrt{\sum_i \sigma_{iabc}^2}$, вычисленная путем решения системы двух

уравнений вида (18), оказалась равной $\pm 10 \text{ мквт}$. Та же величина, полученная путем изучения флуктуаций нуля калориметра, равна $\pm 8 \text{ мквт}$.

Из приведенных данных следует, что случайная погрешность существенно зависит от расхода. Выбор оптимального расхода, соответствующего наименьшей случайной погрешности, было бы легко осуществить, если бы закон изменения погрешности от расхода был известен.

Отметим, что погрешности σ_3 и σ_4 , а следовательно и $\sum_i \sigma_{iabc}^2$ не зависят от расхода жидкости; погрешность σ_1 обратно пропорциональна расходу, а погрешность σ_2 прямо пропорциональна квадрату расхода.

При достаточно малых уровнях мощности $\sum_i \sigma_{iabc}^2 \ll \frac{\sum_i \sigma_{iabc}^2}{\rho}$ и поэтому абсолютная случайная погрешность оказывается примерно равной

$$\sigma \approx \pm \sqrt{\sum_i \sigma_{iabc}^2}$$

Запишем последнее равенство в функции расхода

$$\sigma \approx \pm \sqrt{\frac{a^2}{v^2} + v^4 b^2}, \quad (19)$$

где

$$a = \sigma_{1abc} \text{ — при расходе, равном единице;}$$

$$b = \sigma_{2abc} \text{ — при расходе, равном единице.}$$

Если произвести измерения σ при двух значительно отличающихся расходах, то, решая систему двух уравнений вида (19), можно найти зависимость величины $\sum_i \sigma_{iabc}^2$ от расхода при неизменной относительной нестабильности расхода.

Нами была найдена эта зависимость для макета калориметра ($a=0.8 \text{ мквт}$; $b=40 \text{ мквт}$). Из рассмотрения этой зависимости следует, что оптимальное значение расхода для исследовавшегося макета соответствовало примерно $0.2-0.3 \text{ см}^3/\text{сек}$.

С уменьшением гидравлического сопротивления насадки калориметра и ее объема при прочих равных условиях случайная погрешность уменьшается, а ее зависимость от расхода становится менее резкой.

В заключение следует отметить, что минимум случайной погрешности как функции расхода может не совпадать с минимумом полной погрешности калориметра, так как частная систематическая погрешность δ_5 , возникающая за счет неэквивалентности тепловых потерь, обратно пропорциональна расходу жидкости. Кроме того, минимум случайной погрешности может наступать при очень малых расходах, когда время установления показаний прибора недопустимо велико.

Рассмотрение методов экспериментальной оценки частных систематических погрешностей целесообразно привести лишь в части, касающейся погрешности за счет неэквивалентности тепловых потерь δ_5 , так как измерение затухания в подводящем тракте, КСВН входа и определение погрешности измерителя замещающей мощности не являются специфическими задачами для калориметра с проточной жидкостью.

При рассмотрении погрешности за счет неэквивалентности тепловых потерь уже отмечалось, что неэквивалентность тепловых потерь не может превосходить половины величины этих потерь. Поэтому по результату экспериментального определения величины потерь может быть вычислена оценка этой погрешности, которая обычно является значительно завышенной.

Для определения относительных тепловых потерь в процентах от измеряемой мощности достаточно вычислить относительное изменение показаний прибора (в относительных делениях) при подаче одной и той же мощности низкочастотного тока в нагреватели, один из которых установлен во входящем в насадку, а другой в выходящем из насадки потоках жидкости.

Для снижения случайной погрешности результата измерения относительных тепловых потерь это измерение целесообразно производить при относительно большом уровне мощности, пользуясь тем, что, как было показано выше, относительные тепловые потери не зависят от уровня мощности.

Измерение относительных тепловых потерь целесообразно производить при предельно малом расходе, а затем рассчитывать их величину для рабочего расхода, зная что относительные тепловые потери обратно пропорциональны расходу.

Описанный метод оценки погрешности δ_5 путем измерения относительных тепловых потерь применим лишь для насадок с малыми потерями, когда не только неэквивалентность потерь, но и сами потери оказываются исчезающе малыми по отношению к другим погрешностям калориметра или во всяком случае их значения лежат в допустимых пределах погрешности за счет неэквивалентности потерь.

Оценка этой погрешности для насадок, у которых относительные потери значительны, но их конструкция предполагает независимость распределения температурного поля на поверхности теплообмена от распределения источников мощности внутри насадки, производится несколько иначе.

Для этого нагреватель, в который подается одна и та же мощность, устанавливается в различных местах вдоль поглотителя измеряемой мощности. Наибольшее относительное отличие показаний калориметра, полученное при сообщении одной и той же мощности при различных положениях нагревателя, принимается за максимальное возможное значение погрешности δ_6 .

В этом случае с целью повышения точности целесообразно производить измерения при относительно больших уровнях мощности и малых расходах.

Литература

1. Шорин С. Н. Теплопередача, М., Энергоиздат, 1948.
2. Ахизер А. Н. Измерение малых ослаблений в волноводах, настоящий сборник трудов, стр. 65.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ ШУМОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ НЕРАВНОМЕРНОМ НАГРЕВЕ НАГРУЗКИ

В диапазоне СВЧ для градуировки газоразрядных и диодных генераторов шумов применяются образцовые источники шума, представляющие собой согласованную нагрузку, нагреваемую до относительно высокой температуры («черное тело», тепловой генератор шума).

При идеальной однородности температуры нагрева нагрузки спектральная плотность создаваемого ею шумового излучения равна, как известно, kT , где $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана, T — температура нагрева в °К.

Для улучшения согласования нагрузки выполняют в виде объемного или пленочного поглотителя. Вследствие протяженности такого типа нагрузки при технически приемлемых размерах нагревательной печи практически не удается получить необходимой равномерности ее нагрева. В этой связи возникает задача расчета эффективной температуры шумового излучения неравномерно нагретой нагрузки и учета потерь, вносимых отрезком теплоизолирующего волновода.

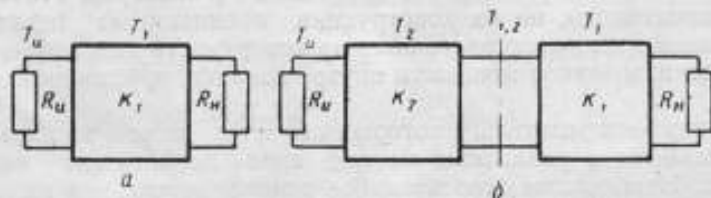


Рис. 1 К расчету температуры шума на выходе четырехполюсника

Задача об излучении неравномерно нагретого тела в общем виде решена М. Л. Левиным [1] на основе строгих электродинамических предпосылок. Им показано, что эффективная температура теплового излучения в рассматриваемой точке поля, обусловленная неравномерно нагретым телом, составляет

$$T_{эфф} = \frac{1}{Q} \int T dQ,$$

где dQ — потери, вносимые элементом объема тела имеющим температуру T . Потери dQ рассчитываются как тепловые потери в элементе объема при облучении тела диполем, расположенным в рассматриваемой точке поля.

Общая формула М. Л. Левина, естественно, может быть применена для вывода расчетных формул в случае неравномерно нагретой согласованной нагрузки, помещенной в линии передачи. Представляется, однако, целесообразным рассмотреть и другой, весьма наглядный способ получения расчетных формул, основанный на использовании теоремы Найквиста для четырехполюсников.

Рассмотрим сначала пассивный четырехполюсник (рис. 1а), нагруженный на согласованное сопротивление R_n . На вход четырехполюсника включен источник шумового излучения с согласованным выходным со-

противлением R_n и эффективной температурой T_n . Коэффициент передачи четырехполюсника по мощности обозначим K_1 . Четырехполюсник нагреет до температуры T_1 .

Применение теоремы Найквиста для рассматриваемой схемы приводит [2] к следующей формуле для спектральной плотности шума kT_n на согласованной нагрузке, присоединенной к четырехполюснику:

$$kT_n = K_1 kT_n + (1 - K_1) kT_1. \quad (1)$$

Применяя формулу (1) к случаю последовательного соединения двух пассивных согласованных четырехполюсников (рис. 1б), получаем:

$$T_n = T_1(1 - K_1) + T_2(1 - K_2)K_1 + T_n K_1 K_2.$$

Аналогичным образом получим следующую общую формулу для последовательного соединения n согласованных четырехполюсников:

$$T_n = T_1(1 - K_1) + T_2(1 - K_2)K_1 + \dots \quad (2)$$

$$\dots + T_i(1 - K_i) \prod_1^{i-1} K_j + \dots + T_n \prod_1^{n-1} K_j,$$

где T_n — температура сопротивления R_n , включенного на входе цепочки.

Последняя формула имеет простой физический смысл, заключающийся в следующем. Шум на нагрузке линии, составленной последовательным соединением четырехполюсников, является суммой шума, поступающего на вход всей цепи, ослабленного на суммарный коэффициент передачи цепи (член $T_n \prod_1^{n-1} K_j$) и шумов, представляющих собой вклады

каждого из четырехполюсников (члены вида $T_i(1 - K_i) \prod_1^{i-1} K_j$). Вклад каждого четырехполюсника определяется его температурой T_i , вносимыми потерями $(1 - K_i)$ и ослаблением $\prod_1^{i-1} K_j$ линии, включенной между i -м четырехполюсником и нагрузкой.

Формулу (2) можно применить и к неравномерно нагретой волноводной линии с потерями, мысленно разделив ее перпендикулярными продольной оси сечениями, отстоящими друг от друга на малое расстояние dx , и рассматривая волновод как последовательное включение четырехполюсников, каждый из которых имеет температуру $T(x)$ и коэффициент передачи по мощности

$$\exp[-2\gamma(x)dx] \approx 1 - 2\gamma(x)dx,$$

где $\gamma(x)$ — погонное затухание.

При предельном переходе $dx \rightarrow 0$ члены вида $\prod_1^{i-1} K_j$ преобразуются в $\exp\left[\int_0^x 2\gamma(x)dx\right]$, члены вида $1 - K_j$ преобразуются в $2\gamma(x)dx$. Заменяя в формуле (2) суммирование интегрированием, получаем следующую формулу для линии с распределенными параметрами:

$$T_n = T_n \exp\left[-2 \int_0^l \gamma(x)dx\right] + 2 \int_0^l T(x) \gamma(x) \exp\left[-2 \int_0^x \gamma(\xi)d\xi\right] dx. \quad (3)$$

Здесь T_n , как и в формуле (2), — температура шумового излучения, поступающего на вход линии, l — длина линии (расстояния x отсчитываются от конца линии).

Тепловой генератор шума можно разделить на четыре участка, схематично показанные на рис. 2, где приведено также распределение температуры.

Основное излучение создается поглотителем (участок 2), помещенным в средней части муфеля электропечи, в области с наилучшей равномерностью температуры нагрева. В средней части поглотителя устанавливается термопара, регистрирующая температуру нагрева.

Вследствие большой величины ослабления, вносимого поглотителем, что необходимо для обеспечения хорошего согласования, участок 1 практически не влияет на эффективную температуру шума и его можно не рассматривать. Участок 3 за счет потерь в стенках волновода несколько

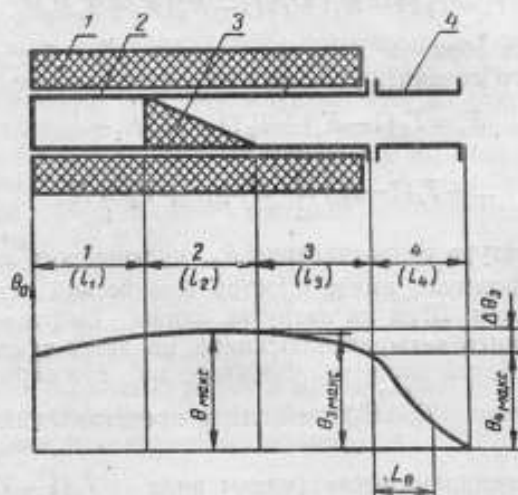


Рис. 2. Распределение температуры вдоль волновода

1—муфель электропечи; 2—волновод; 3—поглотитель (согласованная нагрузка); 4—теплоизолирующий волновод

ослабляет излучение, созданное поглотителем, но вместе с тем вносит свой вклад в шум в выходном сечении, так как на этом участке температура стенок относительно высокая. Для участка 4 характерен резкий спад температуры. Поэтому этот участок в основном уменьшает эффективную температуру шума за счет потерь в стенках, внося лишь незначительный вклад в шум в выходном сечении.

Эффективную температуру шума в выходном сечении удобно представить формулой

$$T_{эфф} = T_T \eta_2 \eta_3 \eta_4 \quad (4)$$

где T_T — температура, регулируемая термопарой (температура в средней части муфеля), а коэффициенты η_2 , η_3 , η_4 учитывают влияние неравномерности температуры и потерь на отдельных участках 2, 3, 4 соответственно. Заметим, что при компарировании шумовых излучений образцового и градуируемого источников шумов важна не абсолютная температура T шумового излучения теплового генератора шума, а приращение этой температуры $\Theta = T - T_0$ относительно окружающей температуры T_0 . Легко видеть, что формулы (1), (2) и (3) сохраняют свой вид при замене абсолютных температур T на температуры Θ , отсчитываемые от уровня T_0 . В самом деле, в правой части (2) сумма коэффициентов при T , тождественно равна единице

$$1 = (1 - K_1) + (1 - K_2) K_1 + \dots + (1 - K_i) \prod_1^{j-1} K_j + \dots + \prod_1^{j-n} K_j$$

Умножая обе части тождества на T_0 и вычитая почленно из (2), приходим к формуле, аналогичной (2)

$$\Theta_n = T_n - T_0 = \Theta_1(1-K_1) + \Theta_2(1-K_2)K_1 + \dots \\ \dots + \Theta_i(1-K_i) \prod_1^{j-i-1} K_j + \dots + \Theta_n \prod_1^{j-n} K_j.$$

То же самое имеет место для (1), а также и для (3), являющегося следствием (2).

При замене T на Θ может быть сохранено написание выражения (4), однако численные значения коэффициентов η_2, η_3, η_4 будут иными. В дальнейших расчетах будем пользоваться температурами Θ , что, разумеется, не имеет принципиального значения.

Расчет эффективной температуры излучения теплового генератора шума состоит, очевидно, в последовательном определении температур излучения на выходе соответствующих участков.

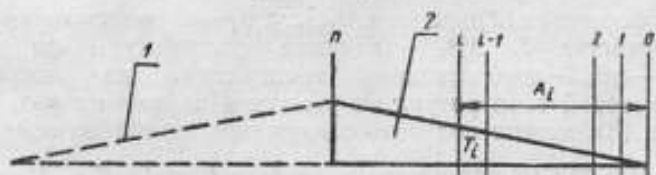


Рис. 3. К методу измерения потерь, вносимых отдельными частями поглотителя
1—помогательный клин для измерений; 2—поглотитель.

Для участка 2 можно сделать приближенный расчет, непосредственно вытекающий из формулы (2). Разделим поглощающий клин на несколько равных по длине частей (рис. 3). Обозначим A_i ослабление в дБ, вносимое частью клина между плоскостью с номером i и заостренным концом клина. Заметим, что величина $10^{-A_i/10}$ представляет собой коэффициент передачи по мощности отрезка клина, ограниченного плоскостью i , т. е. величину K_1, K_2, \dots, K_i в формуле (2). Член вида

$$(1-K_i) \prod_1^{j-i-1} K_j$$

выражается следующим образом:

$$(1-K_i) \prod_1^{j-i-1} K_j = \prod_1^{j-i-1} K_j - \prod_1^{j-i} K_j = 10^{-\frac{A_i}{10}} - 10^{-\frac{A_j}{10}}$$

Пренебрегая членом с Θ_n , роль которого ничтожна вследствие большой величины ослабления, вносимого поглотителем, из (2) получаем следующую формулу для определения эффективной температуры шумового излучения на стыке участков 2 и 3, отнесенной к температуре Θ_T :

$$\eta_2 = \frac{\Theta_1}{\Theta_T} (1 - 10^{-\frac{A_1}{10}}) + \frac{\Theta_2}{\Theta_T} (10^{-\frac{A_1}{10}} - 10^{-\frac{A_2}{10}}) + \frac{\Theta_3}{\Theta_T} (10^{-\frac{A_2}{10}} - 10^{-\frac{A_3}{10}}) + \dots = \\ = \frac{\Theta_1}{\Theta_T} + \frac{\Theta_2 - \Theta_1}{\Theta_T} 10^{-\frac{A_1}{10}} + \frac{\Theta_3 - \Theta_2}{\Theta_T} 10^{-\frac{A_2}{10}} + \dots \quad (5)$$

Ослабления, вносимые отдельными отрезками клина, можно измерить [3], используя два идентичных клина, сложенных друг с другом тупыми концами, как показано на рис. 3. При этом исключается влияние отражений от тупого конца клина, которые снизили бы точность измерений при работе с одним клином. Постепенно отрезая части клинцев со стороны тупого конца, измеряют ослабление, вносимое двумя клиньями.

Ослабление (в *дб*) одного клина равно, очевидно, половине ослабления двух сложенных клиньев. Обычно вполне достаточно ограничиться разделением клина на 4—5 частей.

Эффективную температуру на выходе участков 3 и 4 можно рассчитать непосредственно по формуле (3), полагая для этих участков $\gamma(x) = \text{const}$ и аппроксимируя соответствующей аналитической функцией распределение температуры $\Theta(x)$ на этих участках.

Пусть, например, распределение температуры на участке 3 аппроксимируется параболой

$$\frac{\Theta_3(x)}{\Theta_{3\text{макс}}} = 1 - \left(\frac{l_3 - x}{l_3}\right)^2 \frac{\Delta\Theta_3}{\Theta_{3\text{макс}}}, \quad (6)$$

а на участке 4 — экспонентой

$$\frac{\Theta_4(x)}{\Theta_{4\text{макс}}} = \exp\left(-\frac{l_4 - x}{L_0}\right). \quad (7)$$

В этих формулах обозначено: $\Theta_{3\text{макс}} \approx \Theta_T$ — максимальная температура на участке 3, $\Delta\Theta_3$ — падение температуры на участке 3, $\Theta_{4\text{макс}} \approx \Theta_T - \Delta\Theta_3$ — максимальная температура на участке 4, L_0 — длина, на которой температура на участке 4 падает в e раз. Подставляя (6) и (7) в (3), можно получить следующие приближенные выражения (справедливые при малых потерях $\gamma_3 l_3$, $\gamma_4 l_4$ и $L_0 \ll \frac{1}{\gamma_4}$):

$$\eta_3 \approx 1 - \frac{2}{3} \gamma_3 l_3 \frac{\Delta\Theta_3}{\Theta_T},$$

$$\eta_4 \approx 1 - 2\gamma_4 \left\{ l_4 - L_0 \left(1 - \frac{\Delta\Theta_3}{\Theta_T} \right) \left[1 - \exp\left(-\frac{l_4}{L_0}\right) \right] \right\}.$$

Выражая погонные затухания в *дб/м* ($\alpha \text{ дб/м} = \frac{1}{8,68} \gamma \text{ неп/м}$), получаем окончательно:

$$\eta_3 \approx 1 - 0,077 \alpha_3 l_3 \frac{\Delta\Theta_3}{\Theta_T}, \quad (8)$$

$$\eta_4 \approx 1 - 0,23 \alpha_4 \left\{ l_4 - L_0 \left(1 - \frac{\Delta\Theta_3}{\Theta_T} \right) \left[1 - \exp\left(-\frac{l_4}{L_0}\right) \right] \right\}. \quad (9)$$

Приведем пример расчета, числовые данные в котором соответствуют разработанному образцовому источнику шума пятисантиметрового диапазона.

Распределение температуры вдоль поглотителя (участок 2) и ослабления отдельных частей приведены в таблице.

	Номера частей				
	1	2	3	4	5
Θ_i/Θ_T	$1 - 3,4 \cdot 10^{-3}$	$1 - 1,7 \cdot 10^{-3}$	1,00	$1 + 1,7 \cdot 10^{-6}$	1,00
$A_i, \text{ дб}$	6	13	19	25	35

Вычисление коэффициента η_2 по формуле (5) дает следующий результат:

$$\eta_2 = 0,9971 \quad (-0,012 \text{ дб}).$$

Для участков 3 и 4 принимаем следующие значения входящих в формулу (8), (9) величин:

$$\frac{\Delta\theta_3}{\theta_3} = 0,75, \quad a_3 = 0,32 \text{ дб/м (никелевый волновод).}$$

$$l_3 = 0,175 \text{ м, } a_4 = 0,1 \text{ дб/м (серебряный волновод).}$$

$$l_4 = 0,2 \text{ м, } L_0 = 0,1 \text{ м.}$$

Коэффициенты η_3, η_4 равны:

$$\eta_3 = 0,9968 \text{ (-0,014 дб),}$$

$$\eta_4 = 0,9955 \text{ (-0,019 дб).}$$

Относительная погрешность значения эффективной температуры излучения равна

$$\frac{\theta_e}{\theta_T} = \eta_2 \eta_3 \eta_4 = 0,989 \text{ (-0,05 дб).}$$

Литература

1. Левин М. Л. К электродинамической теории теплового излучения., ДАН СССР, 102, 53, 1955.

2. Ван-дер-Зил. Флюктуации в радиотехнике и физике, М., Госэнергоиздат, 1958.

3. Sutcliffe H. Noise measurements in the 3-cm waveband using a hot-source Proc IEE, Part B, 103, 673-677, 1956.

ПОГРЕШНОСТЬ ГРАДУИРОВКИ ГЕНЕРАТОРОВ ШУМОВ, ОБУСЛОВЛЕННАЯ ОТРАЖЕНИЯМИ

Градуировка генераторов шумов состоит в сравнении спектральных плотностей (температур) шумовых излучений, создаваемых градуируемым и образцовым генераторами шума. Сравнение температур шумов осуществляется при помощи компарирующего усилителя. Упрощенная схема компаратора, применительно к которой проводится анализ влияния отражений, показан на рис. 1.

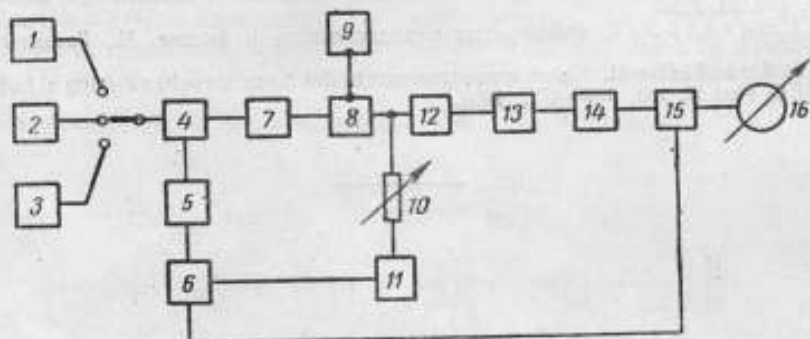


Рис. 1. Блок-схема компаратора шумов

На вход механического высокочастотного модулятора 4 последовательно подключаются «холодная» (находящаяся при комнатной температуре) согласованная нагрузка 3, образцовый генератор шума 2 и градуируемый генератор шума 1. Высокочастотный модулятор, приводимый в движение мотором 5, перекрывает тракт примерно на полпериода частоты модуляции и тем самым обеспечивает модуляцию сравниваемых сигналов. Перекрытие тракта осуществляется путем внесения достаточно большого ослабления. Промодулированный высокочастотный сигнал через усилитель высокой частоты 7 подается на смеситель 8, питаемый гетеродином 9, и далее на усилитель промежуточной частоты 12. Одновременно на вход УПЧ подается сигнал сравнения от генератора шума промежуточной частоты 11 через образцовый аттенюатор 10. Электронный модулятор 6, синхронизируемый датчиком, связанным с мотором 5, манипулирует сигналом генератора шума промежуточной частоты таким образом, чтобы высокочастотные сигналы от сравниваемых генераторов шумов и сигнал от генератора промежуточной частоты поочередно поступали на вход усилителя промежуточной частоты. Огибающая модулированных сигналов, выделяемая детектором 13, после усиления в усилителе частоты модуляции 14 поступает на фазовый детектор 15, на который подается опорное напряжение от электронного модулятора. На выходе фазового детектора включен стрелочный индикатор 16.

Процесс измерения состоит в следующем.

На вход компарирующего усилителя подключается «холодная» согласованная нагрузка и при выключенном генераторе шума промежуточной частоты производится установка нуля фазового детектора. Далее на

вход компаратора последовательно подключается образцовый и градуируемый генераторы шума, включается генератор шума промежуточной частоты и изменением установки образцового аттенюатора достигается уравнивание модулированных высокочастотных сигналов. Ослабление (в дБ), вводимое образцовым аттенюатором, определяет искомое отношение интенсивностей шумовых излучений. Точнее, указанным методом определяется отношение

$$n_{изм} = \frac{\bar{U}_{эм}^2 - \bar{U}_x^2}{\bar{U}_s^2 - \bar{U}_x^2} \quad (1)$$

где $\bar{U}_{эм}^2$, \bar{U}_s^2 , \bar{U}_x^2 — средние квадраты приведенных ко входу компаратора шумовых напряжений, возникающих при подключении соответственно градуируемого генератора шума, «эталонного» (образцового) генератора шума и «холодной» нагрузки.

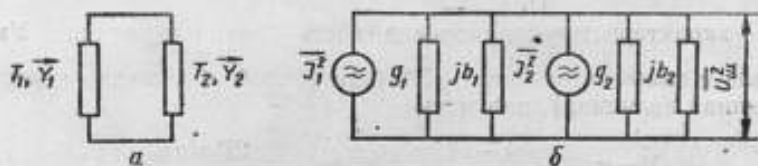


Рис. 2. К расчету напряжения шума при параллельном включении сопротивлений

Если пренебречь влиянием отражений, то отношение (1) равно, очевидно, искомому отношению температур перечисленных выше источников, т. е.

$$n_{\text{од}} \approx \frac{T_{эм} - T_x}{T_s - T_x} = \frac{t_{эм} - 1}{t_s - 1} \quad (2)$$

где $t_{эм} = T_{эм}/T_x$, $t_s = T_s/T_x$ — относительные температуры генератора шума и эталона.

На самом деле вследствие того, что вход компарирующего усилителя неизбежно создает некоторое шумовое излучение, переключение сравниваемых генераторов шумов, вызывая изменение импеданса тракта, присоединяемого ко входу усилителя, приводит к изменению уровня собственных шумов усилителя и, как следствие, к ошибке измерения отношения температур. Отражения могут вызывать также погрешность измерения, аналогичную имеющей место при измерении монохроматических сигналов [3, 4].

Влияние отражений при измерениях шумов применительно к схемам модуляционных радиометров анализировалось в работах [1, 2]. Ниже излагается расчет применительно к описанной выше схеме, который носит, по нашему мнению, несколько более общий характер и дает окончательные формулы для вычисления погрешности измерения.

Рассмотрим схему рис. 2а, где $\bar{Y}_1 = g_1 + jb_1$ — выходная проводимость источника шумового сигнала, характеризуемого температурой T_1 ; $\bar{Y}_2 = g_2 + jb_2$ — входная проводимость усилителя; T_2 — температура шумового излучения входа усилителя.

Шум источника и шум входа усилителя по теореме Найквиста могут быть представлены эквивалентными генераторами шумового тока $\bar{I}_1^2 = 4KT_1g_1df$ и $\bar{I}_2^2 = 4KT_2g_2df$ (рис. 2б), где df — полоса пропускания усилителя. Полосу пропускания мы будем полагать настолько малой, что проводимости \bar{Y}_1 и \bar{Y}_2 можно считать постоянными в пределах полосы df .

Учитывая некоррелированность генераторов I_1 и I_2 , суммарное шумовое напряжение, развивающееся на параллельно включенных проводимостях \vec{Y}_1 и \vec{Y}_2 , вычисляем по формуле

$$\overline{U_m^2} = (\vec{I}_1^2 + \vec{I}_2^2) \frac{1}{|\vec{Y}_1 + \vec{Y}_2|^2} = 4Kdf \frac{T_1 g_1 + T_2 g_2}{|\vec{Y}_1 + \vec{Y}_2|^2}, \quad (3)$$

где $1/|\vec{Y}_1 + \vec{Y}_2|$ — модуль комплексного сопротивления цепи.

Выразим комплексную проводимость \vec{Y} и ее активную и реактивную составляющие через коэффициент отражения $\vec{\Gamma} = \Gamma(\cos\varphi + j\sin\varphi)$, где φ — фаза коэффициента отражения, отнесенная к референсной плоскости.

Как известно,
$$\vec{Y} = g_0 \frac{1 - \vec{\Gamma}}{1 + \vec{\Gamma}},$$

где g_0 — характеристическая проводимость линии передачи. Умножая числитель и знаменатель на $1 + \vec{\Gamma}^*$ (звездочкой обозначена комплексно-сопряженная величина), получаем

$$\vec{Y} = g_0 \frac{1 - \Gamma^2}{1 + 2\Gamma \cos\varphi + \Gamma^2} - jg_0 \frac{2\Gamma \sin\varphi}{1 + 2\Gamma \cos\varphi + \Gamma^2}.$$

Следовательно,

$$g = g_0 \frac{1 - \Gamma^2}{1 + 2\Gamma \cos\varphi + \Gamma^2}, \quad (4)$$

$$b = -g_0 \frac{2\Gamma \sin\varphi}{1 + 2\Gamma \cos\varphi + \Gamma^2}. \quad (5)$$

Вычислим также $|\vec{Y}|^2$

$$|\vec{Y}|^2 = \vec{Y}\vec{Y}^* = g_0^2 \frac{1 - \Gamma}{1 + \vec{\Gamma}} \frac{1 - \vec{\Gamma}^*}{1 + \vec{\Gamma}^*} = g_0^2 \frac{1 - 2\Gamma \cos\varphi + \Gamma^2}{1 + 2\Gamma \cos\varphi + \Gamma^2}. \quad (6)$$

Заметим, что

$$\begin{aligned} |\vec{Y}_1 + \vec{Y}_2|^2 &= (g_1 + g_2)^2 + (b_1 + b_2)^2 = (g_1^2 + b_1^2) + (g_2^2 + b_2^2) + 2(g_1 g_2 + b_1 b_2) = \\ &= |\vec{Y}_1|^2 + |\vec{Y}_2|^2 + 2(g_1 g_2 + b_1 b_2). \end{aligned}$$

Подставляя в последнее равенство выражения (4), (5), (6), находим

$$|\vec{Y}_1 + \vec{Y}_2|^2 = 4g_0^2 \frac{1 + \Gamma_1^2 \Gamma_2^2 - 2\Gamma_1 \Gamma_2 \cos(\varphi_1 + \varphi_2)}{(1 + 2\Gamma_1 \cos\varphi_1 + \Gamma_1^2)(1 + 2\Gamma_2 \cos\varphi_2 + \Gamma_2^2)}. \quad (7)$$

Подставляя, наконец, (4) и (7) в (3), после преобразований получаем следующую формулу:

$$\overline{U_m^2} = \frac{Kdf}{g_0} \frac{T_1 (1 - \Gamma_1^2) (1 + 2\Gamma_2 \cos\varphi_2 + \Gamma_2^2) + T_2 (1 - \Gamma_2^2) (1 + 2\Gamma_1 \cos\varphi_1 + \Gamma_1^2)}{1 + \Gamma_1^2 \Gamma_2^2 - 2\Gamma_1 \Gamma_2 \cos(\varphi_1 + \varphi_2)}.$$

Полагаем, что коэффициенты отражения $\vec{\Gamma}_1$, $\vec{\Gamma}_2$ невелики, что при измерениях шумов практически всегда имеет место. Пренебрегая поэтому

членами, порядок малости которых выше чем $|\Gamma|^2$ упрощаем последнюю формулу:

$$\bar{U}_w^2 = \frac{Kdf}{g_0} \{ T_1 [1 + 2\Gamma_2 \cos \varphi_2 + \Gamma_2^2 - \Gamma_1^2 + 2\Gamma_1 \Gamma_2 \cos(\varphi_1 + \varphi_2)] + \\ + T_2 [1 + 2\Gamma_1 \cos \varphi_1 + \Gamma_1^2 - \Gamma_2^2 + 2\Gamma_1 \Gamma_2 \cos(\varphi_1 + \varphi_2)] \} \quad (8)$$

Формула (8) позволяет рассчитать шумовые напряжения, входящие в формулу (1). Обозначим T_{ax} , T_{zw} , T_z , T_x температуры шумовых излучений, создаваемых входом компарирующего усилителя, градуируемым генератором шума, «эталонным» генератором шума и «холодной» согласованной нагрузкой соответственно. Комплексные коэффициенты отражения перечисленных выше источников шумов обозначим соответственно Γ_{ax} , Γ_{zw} , Γ_z , Γ_x . Комплексные коэффициенты отражения полагаем отнесенными к одной и той же референсной плоскости на входе усилителя (сечение 1-1).

Во избежание недоразумений заметим, что под температурой входа усилителя подразумевается не температура шумов T_w усилителя, отнесенная к его входу и определяемая коэффициентом шума усилителя ($T_w = NT_0$, где N — коэффициент шума), а лишь доля этой температуры, характеризующая реальное шумовое излучение во внешний тракт. Например, при использовании ферритового изолятора $T_{ax} \approx T_0 \approx 290^\circ\text{K}$, в то время, как коэффициент шума усилителя может измеряться десятками. При использовании на входе усилителя высокой частоты на ЛБВ $T_{ax} = (1 \div 2)T_0$, так как ЛБВ создает весьма малое излучение в тракт.

Используя формулу (8), находим величины \bar{U}_{zw}^2 , \bar{U}_z^2 , \bar{U}_x^2 :

$$\bar{U}_{zw}^2 = \frac{Kdf}{g_0} \{ T_{zw} [1 + 2\Gamma_{ax} \cos \varphi_{ax} + \Gamma_{ax}^2 - \Gamma_{zw}^2 + 2\Gamma_{ax} \Gamma_{zw} \cos(\varphi_{zw} + \varphi_{ax})] + \\ + T_{ax} [1 + 2\Gamma_{zw} \cos \varphi_{zw} + \Gamma_{zw}^2 - \Gamma_{ax}^2 + 2\Gamma_{zw} \Gamma_{ax} \cos(\varphi_{zw} + \varphi_{ax})] \}; \quad (9)$$

$$\bar{U}_z^2 = \frac{Kdf}{g_0} \{ T_z [1 + 2\Gamma_{ax} \cos \varphi_{ax} + \Gamma_{ax}^2 - \Gamma_z^2 + 2\Gamma_z \Gamma_{ax} \cos(\varphi_z + \varphi_{ax})] + \\ + T_{ax} [1 + 2\Gamma_z \cos \varphi_z + \Gamma_z^2 - \Gamma_{ax}^2 + 2\Gamma_z \Gamma_{ax} \cos(\varphi_z + \varphi_{ax})] \}; \quad (10)$$

$$\bar{U}_x^2 = \frac{Kdf}{g_0} \{ T_x [1 + 2\Gamma_{ax} \cos \varphi_{ax} + \Gamma_{ax}^2 - \Gamma_x^2 + 2\Gamma_x \Gamma_{ax} \cos(\varphi_x + \varphi_{ax})] + \\ + T_{ax} [1 + 2\Gamma_x \cos \varphi_x + \Gamma_x^2 - \Gamma_{ax}^2 + 2\Gamma_x \Gamma_{ax} \cos(\varphi_x + \varphi_{ax})] \}. \quad (11)$$

В силу произвольности выбора референсной плоскости для отсчета фаз коэффициентов отражения, не нарушая общности, можно положить в последующих формулах

$$\varphi_{ax} = 0, \quad \cos \varphi_{ax} = 1. \quad (12)$$

Используя равенства (9), (10), (11), составим отношение (1). После простых, но громоздких алгебраических преобразований, получим следу-

ющее выражение для погрешности измерения отношения температур, обремененной отражениям:

$$\begin{aligned} \frac{n_{изм}}{n_p} - 1 &= \frac{U_{эм}^2 - U_x^2}{U_p^2 - U_x^2} \left| \frac{t_{эм} - 1}{t_p - 1} - 1 \right| = \\ &= \frac{t_{ex}}{t_{эм} - 1} 2(\Gamma_{эм} \cos \varphi_{эм} - \Gamma_x \cos \varphi_x) - \frac{t_{ex}}{t_p - 1} 2(\Gamma_p \cos \varphi_p - \Gamma_x \cos \varphi_x) - \\ &- \left(\Gamma_{эм}^2 \frac{t_{эм} - t_{ex}}{t_{эм} - 1} - \Gamma_x^2 \frac{1 - t_{ex}}{t_{эм} - 1} \right) + \left(\Gamma_p^2 \frac{t_p - t_{ex}}{t_p - 1} - \Gamma_x^2 \frac{1 - t_{ex}}{t_p - 1} \right) + \\ &+ 2\Gamma_{ex} \left(\Gamma_{эм} \cos \varphi_{эм} \frac{t_{эм} + t_{ex}}{t_{эм} - 1} - \Gamma_x \cos \varphi_x \frac{1 + t_{ex}}{t_{эм} - 1} \right) - \\ &- 2\Gamma_{ex} \left(\Gamma_p \cos \varphi_p \frac{t_p + t_{ex}}{t_p - 1} - \Gamma_x \cos \varphi_x \frac{1 + t_{ex}}{t_p - 1} \right). \end{aligned} \quad (13)$$

Из рассмотрения равенства (13) следует, что погрешность равна нулю, если коэффициенты отражения $\vec{\Gamma}_{эм}$, $\vec{\Gamma}_p$, $\vec{\Gamma}_x$ равны между собой по модулю и фазе.

Для согласования сравниваемых источников шума в рассматриваемом компараторе шумов применяются трансформаторы полных сопротивлений и специальная измерительная схема (не показанные на рис. 1). В силу неизбежного несовершенства измерительной схемы точное согласование не может быть обеспечено. Допустим, что

$$\vec{\Gamma}_{эм} = \vec{\Gamma}_x + \Delta\vec{\Gamma}_{эм}, \quad \vec{\Gamma}_p = \vec{\Gamma}_x + \Delta\vec{\Gamma}_p.$$

Если обозначить фазовые углы векторов $\Delta\vec{\Gamma}_{эм}$ и $\Delta\vec{\Gamma}_p$ соответственно $\psi_{эм}$ и ψ_p , то

$$\begin{aligned} \Gamma_{эм} \cos \varphi_{эм} &= \Gamma_x \cos \varphi_x + \Delta\Gamma_{эм} \cos \psi_{эм}; \\ \Gamma_p \cos \varphi_p &= \Gamma_x \cos \varphi_x + \Delta\Gamma_p \cos \psi_p; \\ \Gamma_{эм}^2 &= \Gamma_x^2 + 2\Gamma_x (\Delta\Gamma_{эм}) \cos(\varphi_x - \psi_{эм}) + (\Delta\Gamma_{эм})^2; \\ \Gamma_p^2 &= \Gamma_x^2 + 2\Gamma_x (\Delta\Gamma_p) \cos(\varphi_x - \psi_p) + (\Delta\Gamma_p)^2. \end{aligned} \quad (14)$$

Вводя (14) в (13), получаем

$$\begin{aligned} \frac{n_{изм}}{n_p} - 1 &= 2t_{ex} \left(\frac{\Delta\Gamma_{эм} \cos \psi_{эм}}{t_{эм} - 1} - \frac{\Delta\Gamma_p \cos \psi_p}{t_p - 1} \right) - [2\Gamma_x (\Delta\Gamma_{эм}) \cos(\varphi_x - \psi_{эм}) + \\ &+ (\Delta\Gamma_{эм})^2] \frac{t_{эм} - t_{ex}}{t_{эм} - 1} + [2\Gamma_x (\Delta\Gamma_p) \cos(\varphi_x - \psi_p) + (\Delta\Gamma_p)^2] \frac{t_p - t_{ex}}{t_p - 1} + \\ &+ 2\Gamma_{ex} \left(\Delta\Gamma_{эм} \cos \psi_{эм} \frac{t_{эм} + t_{ex}}{t_{эм} - 1} - \Delta\Gamma_p \cos \psi_p \frac{t_p + t_{ex}}{t_p - 1} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

Наибольшие возможные пределы погрешности измерения (возникающие при неблагоприятных фазовых соотношениях коэффициентов отражения) составляют в *дб*:

$$\begin{aligned} \Delta_{\text{опр}} = & 4,34 \left[(\Delta\Gamma_s)^2 \frac{t_s - t_{sx}}{t_s - 1} - (\Delta\Gamma_{zw})^2 \frac{t_{zw} - t_{sx}}{t_{zw} - 1} \right] \pm \\ & \pm 8,68 \left[t_{sx} \left(\frac{\Delta\Gamma_{zw}}{t_{zw} - 1} + \frac{\Delta\Gamma_s}{t_s - 1} \right) + \right. \\ & + \Gamma_x \left(\Delta\Gamma_{zw} \frac{t_{zw} - t_{sx}}{t_{zw} - 1} + \Delta\Gamma_s \frac{t_s - t_{sx}}{t_s - 1} \right) + \\ & \left. + \Gamma_{sx} \left(\Delta\Gamma_{zw} \frac{t_{zw} + t_{sx}}{t_{zw} - 1} + \Delta\Gamma_s \frac{t_s + t_{sx}}{t_s - 1} \right) \right]. \end{aligned} \quad (16)$$

Формула (16) позволяет рассчитать погрешность в конкретных условиях измерения или определить допустимые значения коэффициентов отражения, если задана точность измерений.

Оценим численное значение погрешности $\Delta_{\text{опр}}$ на примере, близком к реальным условиям использования схемы рис. 1.

Пусть $t_{zw} = 60$, $t_s = 3$, $\Gamma_x = 0,1$, $\Delta\Gamma_{zw} = \Delta\Gamma_s = 0,005$, $t_{sx} = 2$, $\Gamma_{sx} = 0,25$.

В этих условиях $\Delta_{\text{опр}} \approx \pm 0,09$ *дб*. Этот пример показывает, что даже при использовании усилителя с малозумящим входом и весьма точном согласовании источников шума на равные значения выходных полных сопротивлений, которое может быть достигнуто лишь применением мостовых схем, погрешность $\Delta_{\text{опр}}$ довольно значительна.

Заметим в заключение, что, как это уже указывалось, расчет проводился для случая весьма узкой полосы пропускания df компаратора шума, позволившей считать входящие в формулы коэффициенты отражения постоянными в пределах полосы частот. Разумеется, это ограничение не является принципиальным, так как в случаях, когда фазы коэффициентов отражений существенно изменяются в пределах полосы пропускания, достаточно в силу линейности системы ввести в приведенные выше формулы зависимости коэффициентов отражения от частоты и выполнить интегрирование в пределах полосы пропускания. Легко видеть, что при этом будут получены выражения, идентичные приведенным в работе [1] на основе представлений о корреляции падающих и отраженных шумовых волн. Впрочем, в диапазоне радиочастот условие малости полосы пропускания в указанном выше смысле практически всегда можно считать выполненным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Троицкий В. С. Флюктуации в нагруженной линии. ЖТФ, 1955, № 9, стр. 1426—1436.
2. Карлов Н. В. К вопросу о паразитной модуляции. «Радиотехника и электроника», 1956, № 6, стр. 852.
3. Бетти и Махферсон. Ошибки рассогласования при измерении микроволновой мощности. Proc. IRE, 1953, 41, № 9, стр. 1112—1119.
4. Биргер Л. А. Влияние отражений на градуировку генераторов стандартных сигналов диапазона СВЧ по выходной мощности. «Измерительная техника», 1956, № 5, стр. 40—43.

МИКРОКАЛОРИМЕТР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ СВЧ

В 1954—1955 гг. в ХГИМИП для измерения мощности СВЧ по предложению Л. Д. Брызжева были впервые применены изотермические микрокалориметры: калориметр с фазовым переходом и компенсационный калориметр с охлаждающим термоэлементом. Проводились сравнения показаний обоих калориметров. Кроме того, показания калориметров сравнивались с показаниями разработанного в ХГИМИП пондеромоторного милливаттметра проходящей мощности. Расхождения между приборами не превосходили 2%, что находилось в пределах оцененной погрешности измерения [1].

Результаты сличения принципиально различных методов измерения мощности дают основание считать, что в каждом из методов практически отсутствуют неучтенные систематические погрешности. Поэтому последующие работы по измерению мощности СВЧ проводились в направлении дальнейшего усовершенствования калориметра с охлаждающим термоэлементом.

В результате выполненной в ХГИМИП научно-исследовательской работы были созданы микрокалориметры с охлаждающим термоэлементом, обеспечивающие измерение уровня мощности 2—100 мвт с погрешностью не более $\pm 1,5\%$. КСВН калориметров не хуже 1,16. Процесс измерения мощности полуавтоматизирован и занимает не более 2—3 мин.*

ПРИНЦИП РАБОТЫ И УСТРОЙСТВА КАЛОРИМЕТРА

Принцип работы калориметра с охлаждающим термоэлементом заключается в замещении мощности СВЧ мощностью постоянного тока при неизменной температуре калориметрической системы. При этом выделяющееся в калориметрической системе тепло поглощается термоэлементом за счет эффекта Пельтье, т. е. охлаждения «холодного» спая разнородных металлов при прохождении через них постоянного тока.

Во время измерения в калориметрической системе одновременно происходят два процесса — выделение и поглощение тепла. При одинаковой скорости этих процессов температура системы остается неизменной и примерно равной температуре окружающей среды. Таким образом, тепловые потери при замещении мощности СВЧ мощностью постоянного тока практически отсутствуют.

Калориметр состоит из следующих основных узлов (рис. 1): волноводного тракта 8, калориметрической системы 1, 2, 3, 4, батареи термопар 7, внутренней 9, 10 и внешней 11, 12 оболочек и корпуса.

Волноводный тракт служит для передачи измеряемой мощности СВЧ в калориметрической системе, где эта мощность поглощается и передается охлаждающим термоэлементам. В калориметрической системе имеются нагреватели, служащие для замещения мощности СВЧ соответствующей мощностью постоянного тока.

* В разработке и изготовлении отдельных узлов калориметров творческое участие приняли А. Н. Самойлович и К. П. Кривичков.

Калориметрическая система окружена внутренней оболочкой калориметра. Отсутствие перепада температуры между внутренней оболочкой и калориметрической системой контролируется при помощи батарей термопар.

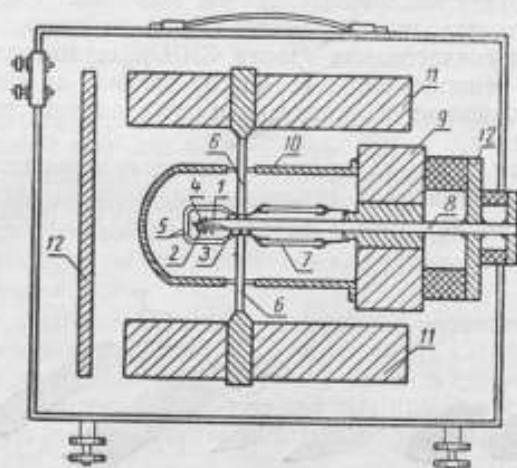


Рис. 1. Устройство калориметра с охлаждающим термоэлементом

Неизменность температуры внутренней оболочки во время измерения обеспечивается хорошей ее теплоизоляцией и демпфирующими свойствами внешней оболочки.

Фотография внешнего вида калориметров для двух сечений волноводов приведена на рис. 2.

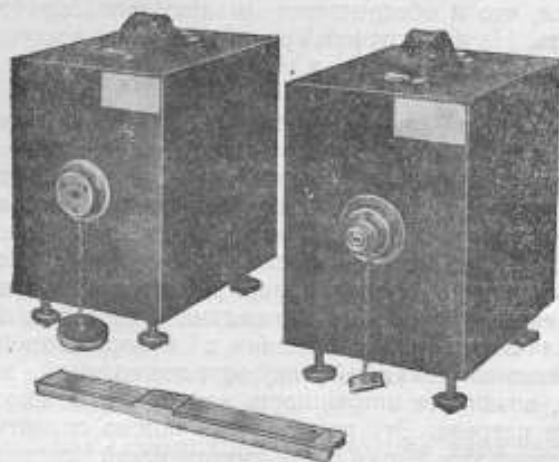


Рис. 2. Общий вид калориметров

КОНСТРУКЦИЯ

Калориметры отличаются только сечением применяемого волноводного тракта. Поэтому будем рассматривать конструкцию калориметра с охлаждающим термоэлементом безотносительно к частотному диапазону его работы.

Устройство калориметра показано на рис. 1. Рассмотрим конструкцию отдельных узлов калориметра.

Калориметрическая система состоит из волноводной насадки 1, поглощающей нагрузки 2 (рис. 1), нагревателей 3 и 4, двухслойной крышки 5 и охлаждающих термоэлементов 6.

Чем меньше теплоемкость калориметрической системы, тем более чувствительным будет калориметр. Длина калориметрической системы в основном определяется длиной поглощающей нагрузки, которая выбирается из условия согласования тракта СВЧ калориметра. Таким образом, уменьшение теплоемкости возможно только за счет уменьшения теплоемкости поглощающей нагрузки и уменьшения толщины стенок волноводной насадки.

Поглощающая нагрузка, кроме обеспечения хорошего согласования, малой длины и минимальной теплоемкости, должна обеспечивать хорошую теплоотдачу от нагрузки к волноводу насадки. Исследуя различные



Рис. 3. Волноводные насадки, нагрузки, батарея термопар и термоэлемент калориметра

конструкции нагрузок мы пришли к выводу, что наиболее полно удовлетворяет поставленным требованиям клинообразная объемная нагрузка из карбонильного железа при условии изготовления волноводной насадки в виде волновода, сужающегося по узкой стороне. При такой конструкции волноводной насадки наибольшая толщина нагрузки не превосходит примерно 0,7 мм, что и обеспечивает малую теплоемкость и хорошую теплопроводность. На фотографии (рис. 3) показаны волноводные насадки и нагрузки для калориметров, а также батарея термопар и термоэлемент.

Рассмотрим также возможность уменьшения теплоемкости волноводной насадки за счет уменьшения толщины ее стенок.

Поглощение тепла термоэлементами и контроль постоянства температуры калориметрической системы осуществляются с одной стороны системы, в месте ее сочленения с волноводным трактом, а наиболее интенсивное выделение тепла может происходить в любом месте, что приведет к перепаду температуры вдоль калориметрической системы. Перепад температуры в свою очередь вызовет наличие тепловых потерь, которые могут быть различными при выделении в калориметрической системе тепла от источника постоянного тока или измеряемой мощности СВЧ. Таким образом, возникает погрешность измерения мощности за счет неэквивалентности нагрева. Эту погрешность можно снизить путем уменьшения теплопроводности вдоль калориметрической системы, т. е. увеличения толщины стенок, что одновременно приведет к уменьшению чувствительности калориметра. Как следует из сказанного, увеличение чувствительности и уменьшение погрешности за счет неэквивалентности являются взаимно противоречивыми требованиями.

Указанное противоречие можно устранить, применяя многослойную крышку калориметрической системы, состоящую из тонких слоев металла, разделенных теплоизоляцией. Все слои соединяются между собой в месте присоединения в системе охлаждающих термоэлементов и термопар.

Из-за громоздкости вывода и сложности полученных формул для точного расчета влияния многослойной крышки приведем только окон-

чательную, значительно упрощенную формулу, дающую довольно грубое, но достаточное для практических целей приближение.

Уменьшение погрешности за счет неэквивалентности при применении многослойной крышки приближенно выражается формулой:

$$k \approx \left(\frac{\lambda_m d D}{\lambda_n l^2} \right)^{n-1}$$

где

- k — уменьшение погрешности (во сколько раз);
- d — толщина металлического слоя;
- λ_m — теплопроводность металлических слоев;
- D — толщина слоев изоляции;
- λ_n — теплопроводность изоляции;
- n — общее количество металлических слоев;
- l — длина системы.

Например, экспериментально измеренная неэквивалентность калориметра при применении двухслойной крышки из серебряной фольги толщиной 0,04 мм и изоляцией из мипоры оказалась примерно в 15 раз меньше, чем неэквивалентность, измеренная без крышки (расчетное значение 15—20 раз). При этом чувствительность калориметра уменьшилась только на 20—30%.

В начале и в конце волноводной насадки укреплены нагреватели из манганина (3 и 4 на рис. 1). Для точного измерения сопротивления нагреватели снабжены потенциальными выводами. Разность между подаваемыми в нагреватели мощностями постоянного тока при одинаковой мощности охлаждения равна максимальной величине тепловых потерь за счет перепада температуры вдоль калориметрической системы.

Охлаждающие термоэлементы 6 (рис. 1) служат для поглощения тепла, выделяемого нагревателями и мощностью СВЧ в калориметрической системе. Мощность охлаждения термоэлементов [2, 3] может быть определена по формуле

$$P_0 = eTI - rI^2 - \frac{1}{2} \left(\rho_1 \frac{l_1}{s_1} + \rho_2 \frac{l_2}{s_2} \right) I^2 - \left(\frac{\lambda_1 s_1}{l_1} - \frac{\lambda_2 s_2}{l_2} \right) \Delta T,$$

где

- e — относительная т. э. д. с. термоэлементов;
- T — абсолютная температура термоэлементов;
- I — ток в цепи термоэлементов;
- λ_1, λ_2 — удельные теплопроводности;
- ρ_1, ρ_2 — удельные сопротивления;
- r — сопротивление спая;
- $l_1, l_2; s_1, s_2$ — соответственно длины и поперечные сечения полупроводников;
- ΔT — разность температур между «холодным» и «горячим» спаями.

В качестве охлаждающих термоэлементов нами применялись разработанные Институтом полупроводников АН СССР холодильные термоэлементы следующего состава:

Положительная ветвь (в весовых процентах): Bi—16,1; Sb—26,8; Te—57,1; избыток Te в количестве 3% от общего веса сплава.

Отрицательная ветвь (в весовых процентах): Bi—54,2; Te—39,7; Se—6,1; избыток Bi порядка 0,1% и CuBr порядка 0,06% от общего веса сплава.

Общий вид термоэлементов показан на рис. 3 справа.

Батарея термопар 7 изготавливается гальванически путем омеднения соответствующих участков константановой проволоки.

На гетинаксовую пластинку наматывается с шагом около 0,5 мм константановая проволока диаметром 0,15 мм. С одной стороны пластины проволока изолируется бакелитовым лаком, а с другой на проволоку наносится медь толщиной 15—20 мк.

Для обеспечения теплового контакта на оба конца батареи термодпар наклеиваются полоски серебряной фольги, изолированные от термодпар слюдяной прокладкой толщиной около 0,02 мм.

Общий вид батарей термодпар показан на рис. 3 справа.

Волноводный тракт калориметра 8 представляет собой волновод стандартного сечения, служащий для передачи энергии СВЧ от генератора, мощность которого измеряется, к калориметрической системе. Потери энергии СВЧ в волноводном тракте измеряются и учитываются в виде поправки к показаниям калориметра.

Волноводный тракт должен удовлетворять следующим основным требованиям:

а) постоянство во времени величины затухания энергии СВЧ в тракте;

б) малая теплопроводность вдоль волновода;

в) минимальная величина отражений.

Первым двум требованиям наиболее полно можно удовлетворить, применив волновод из никеля.

Теплопроводность никеля примерно на порядок меньше, чем у меди, прочность же почти в три раза больше. Таким образом, никелевый волновод с толщиной стенок порядка 0,3 мм по теплопроводности эквивалентен медному волноводу с толщиной стенок около 30 мк, а по механической прочности соответствует волноводу из меди с миллиметровыми стенками.

С другой стороны, согласно данным, приведенным в исследованиях [5, 6], затухание никелевого волновода очень мало меняется во времени, даже при работе в неблагоприятных климатических условиях.

Величина отражений волноводного тракта зависит от постоянства поперечного сечения и чистоты внутренней поверхности волновода. Хорошее качество волновода обеспечивается изготовлением тракта методом гальванического наращивания никеля на возвратную форму из нержавеющей стали. Технология изготовления волнопроводов методом гальваноластики описана в работе [7].

Внутренняя и внешняя оболочки. Большая теплоемкость оболочек и хорошая теплоизоляция из минеральной ваты обеспечивают практически неизменную за время измерения температуру внутренней оболочки.

Внутренняя оболочка состоит из пластины 9 и цилиндра 10, изготовленных из алюминия (рис. 1).

Внешняя оболочка имеет алюминиевые пластины 11 и 12. Пластины 11 служат также для отвода тепла от «горячих» спаев термодэлементов.

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА

Измерение мощности СВЧ калориметром с охлаждающим термодэлементом проводится путем замещения измеряемой мощности СВЧ эквивалентной по эффекту нагрева мощностью постоянного тока.

Таким образом, при применении метода замещения одна и та же мощность охлаждения два раза уравнивается (компенсируется) мощностью нагрева постоянного тока: — один раз без измеряемой мощности СВЧ (ток I_1), второй раз — при включенной мощности СВЧ (ток I_2). Наиболее просто мощность постоянного тока измерять по величине тока, протекающего через нагреватель, и его сопротивлению R . Тогда измеряемая мощность равна:

$$P = R(I_1^2 - I_2^2)$$

Условием равенства мощностей нагрева и охлаждения является равенство температуры калориметрической системы и оболочки, т. е. отсутствие т. э. д. с. в цепи батареи термопар. В качестве индикатора нами использовался фотокомпенсационный усилитель типа Ф-16. Блок-схема включения приборов показана на рис. 4. Выход батареи термопар 1 калориметра включен на вход фотокомпенсационного усилителя 2.

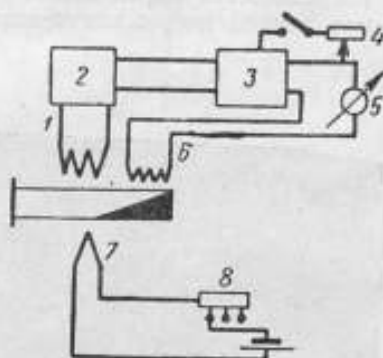


Рис. 4. Блок-схема включения приборов

На выходе фотокомпенсатора включен усилитель тока 3, который управляет величиной тока нагревателя 6 калориметра. Мощность постоянного тока определяется при помощи измерителя тока 5, включенного в цепь нагревателя, сопротивление которого известно. Верхний предел измеряемой калориметром мощности устанавливается при помощи переключателя 8, включенного в цепь термоэлемента 7.

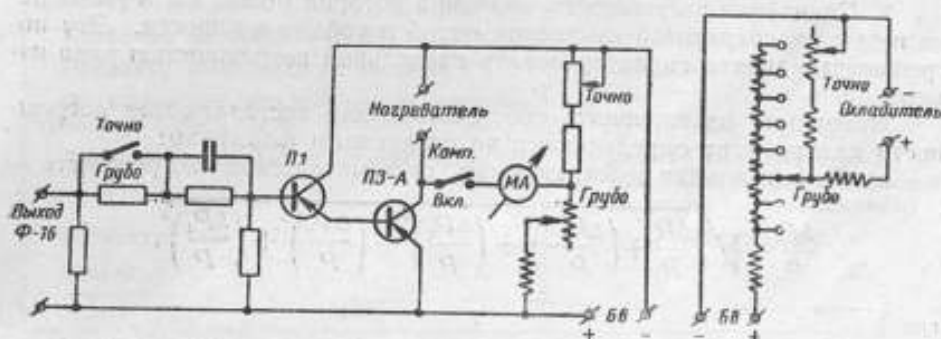


Рис. 5. Схема усилителя

Для получения полной компенсации в цепь нагревателя включена также ручная регулировка 4 тока нагревателя. Наличие ручной регулировки устраняет влияние на точность измерения нестабильности фотокомпенсатора при полном использовании его чувствительности.

Одновременно использование ручной и автоматической компенсации уменьшает время измерения до 2—3 мин., не увеличивая при этом погрешности измерения.

Схема усилителя вместе с цепями регулировки тока нагревателя и термоэлемента приведена на рис. 5. Общий вид усилителя показан на рис. 6.

В качестве измерителя тока нами применялся потенциометр типа ППТВ и образцовая катушка сопротивления, включенная последовательно в цепь нагревателя.

ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ

Погрешность измерения мощности СВЧ калориметром в общем случае складывается из двух независимых составляющих:

1. Неварьируемая во время измерения мощности погрешность, имеющая характер систематической погрешности. Указанная погрешность состоит из случайных погрешностей определения поправок и неисключенных остатков систематической погрешности, знак и величина которых нам неизвестны.

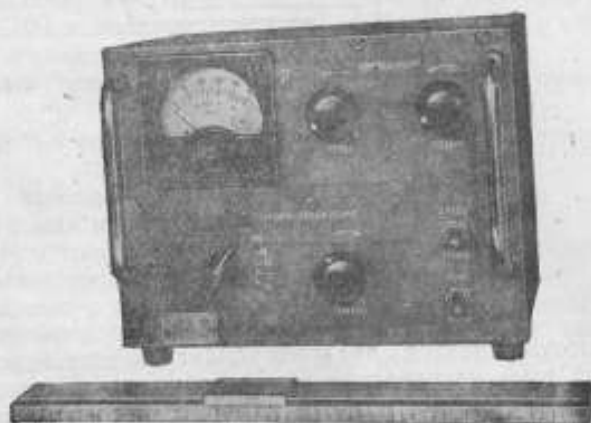


Рис. 6. Общий вид усилителя

2. Случайная погрешность, величина которой может быть уменьшена путем многократного измерения одной и той же мощности. Эту погрешность принято характеризовать предельной погрешностью ряда измерений.

Исходя из изложенного, соответствующие составляющие погрешности калориметра определяются по следующим формулам:

а) Максимальная неисключенная систематическая погрешность —

$$\frac{\Delta P}{P} = \sqrt{\frac{\Delta R}{R} + \left(\frac{\Delta P_1}{P}\right)^2 + \left(\frac{\Delta P_2}{P}\right)^2 + \left(\frac{\Delta P_3}{P}\right)^2 + \left(\frac{\Delta P_4}{P}\right)^2},$$

где

$\frac{\Delta R}{R}$ — предельная относительная погрешность измерения сопротивления нагревателя;

$\frac{\Delta P_1}{P}$ — максимальная погрешность за счет неэквивалентности;

$\frac{\Delta P_2}{P}$ — относительная погрешность за счет КСВН;

$\frac{\Delta P_3}{P}$, $\frac{\Delta P_4}{P}$ — погрешность измерения затухания волноводного тракта и погрешность интерполяции при учете зависимости затухания от частоты.

При измерении неэквивалентности используются значения сопротивлений нагревателей. Поэтому первая и вторая составляющие погрешности не являются независимыми.

б) Предельная случайная погрешность измерения, состоящая из погрешности, не зависящей от уровня измеряемой мощности, —

$$\Delta P' = \sqrt{2\Delta P_5^2 + 2\Delta P_6^2}$$

где

ΔP_5 — непостоянство нуля системы;

ΔP_6 — неточность замещения,

и погрешности, зависящей от уровня мощности, —

$$\frac{\Delta P''}{P} = \sqrt{\left(\frac{\Delta P_7}{P}\right)^2 + 2\left(\frac{\Delta P_8}{P}\right)^2}$$

где

$\frac{\Delta P_7}{P}$ — предельная относительная погрешность измерения мощности постоянного тока;

$\frac{\Delta P_8}{P}$ — предельная погрешность за счет непостоянства мощности охлаждения за время измерения.

Результатирующие данные погрешностей калориметров приведены в таблице.

Наименование	Микрокалориметр № 1	Микрокалориметр № 2
Наибольший уровень измеряемой мощности, <i>вт</i>	120	120
Наибольшее значение КСВН в рабочем диапазоне	1,16	1,15
Поправка, не зависящая от частоты, %	-0,2	-0,5
Поправка, зависящая от частоты	Учитывается при измерениях	
Максимальная неисключенная систематическая погрешность, %	±0,7	±0,7
Предельная случайная погрешность	±13 <i>мквт</i> (±0,8% от измеряемой величины)	±14 <i>мквт</i> (±0,8% от измеряемой величины)
Габариты, <i>мм</i>	240×230×170	
Вес, <i>кг</i>	10	10

* * *

Описанные изотермические калориметры с охлаждающим термоэлементом обеспечивают измерение мощности с максимальной погрешностью не более ±1,5% на уровнях мощности от 2 до 120 *вт*. Время измерения мощности калориметрами 2—3 мин.

Кроме описанного выше метода замещения, с несколько большей погрешностью измерение мощности СВЧ может проводиться непосредственно путем компенсации измеряемой мощности мощностью охлаждения. При этом миллиамперметр в цепи термоэлемента может быть градуирован непосредственно в значениях мощности.

Следует также отметить, что при выключенном термоэлементе калориметры могут работать как калориметры переменной температуры, аналогичные разработанным в США калориметрам [8]. При этом чувствительность калориметров лежит в пределах 47—70 *мквт/вт*.

Литература

1. Бродский А. И., Проненко В. И. Микрокалориметры для измерения мощности СВЧ в 3-сантиметровом диапазоне, «Измерительная техника», 1957, № 5.
2. Иоффе А. Ф., Стильбанс А. С., Иоранишвили Е. К., Ставицкая Г. С. Термоэлектрическое охлаждение, ин-т полупроводников, АН СССР М.—Л., 1956.
3. Justi. Elektrothermische Kühlung, Kältetechnik, 1953, № 6.
4. Ахизер А. Н. Измерение малых ослаблений в волноводах. Настоящий сборник см. стр. 65.
5. Venson. Attenuation in nickel and mild-steel waveguides at 9375 mc/s. Proceedings IRE, v. 101, p. III, № 69 January, 1954, p. 38.
6. Maxwell. Conductivity of metallic surfaces at microwave frequencies. Journal of Applied Physics, v. 18, № 7, 1947, p. 629-638.
7. Бродский А. И. Изготовление волноводных устройств методом гальванопластики. Настоящий сборник трудов, стр. 96.
8. Sucher M., Carlini. n. j. Broad-Band Calorimeters for the measurement of low and medium level microwave power (I-II). IRE Transactions on MTT-6, 1958, № 2.

№ п/п	Наименование	Ссылка
1	Микрокалориметры	Бродский А. И., Проненко В. И.
2	Термоэлектрическое охлаждение	Иоффе А. Ф., Стильбанс А. С., Иоранишвили Е. К., Ставицкая Г. С.
3	Изготовление волноводных устройств	Бродский А. И.
4	Измерение малых ослаблений	Ахизер А. Н.
5	Аттенуация в волноводах	Venson
6	Электропроводность металлических поверхностей	Maxwell
7	Гальванопластика	Бродский А. И.
8	Широкополосные калориметры	Sucher M., Carlini. n. j.

ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАКТОВ

Faint, illegible text at the top of the page, possibly bleed-through from the reverse side.

NOTHING REMAINS OF THE

ИЗМЕРЕНИЕ МАЛЫХ ОСЛАБЛЕНИЙ В ВОЛНОВОДАХ

Вопрос измерения малых ослаблений в элементах волноводного тракта играет большую роль в микроволновой технике, ему посвящен ряд исследований. В настоящей статье рассматриваются наиболее употребительные методы измерения ослабления в волноводах, не требующие специальной аппаратуры, с видоизменениями и дополнениями, основанными на опыте работы ХГИМИП. Для сопоставления различных методов измерения приводятся результаты измерений ослабления в одних и тех же волноводах четырьмя из описанных методов.

ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Рассмотрим систему, состоящую из генератора G , исследуемого элемента S и нагрузки H (рис. 1). Связь между комплексными амплитудами

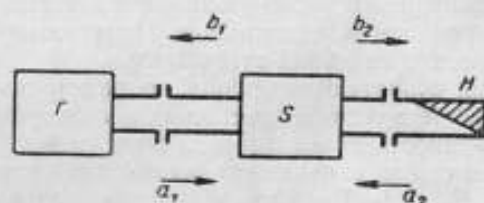


Рис. 1. Исследуемый элемент в тракте

ми волн: a_1 , приходящих к элементу S и b_1 , исходящих от элемента S , выражается системой линейных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \\ b_2 &= S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

или в матричной форме:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (1a)$$

В силу принципа взаимности матрица рассеяния S симметрична, то есть $S_{12} = S_{21}$.

Пусть амплитуды a_1 , b_1 нормированы таким образом, что $|a_1|^2$ и $|b_1|^2$ выражают мощность соответствующих волн. Вносимым ослаблением элемента S называется отношение [1].

$$\frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} = |S_{12}|^2. \quad (2)$$

Оно равно отношению мощности, передаваемой согласованным генератором в согласованную нагрузку через элемент S , к мощности, которую отдавал бы тот же генератор в согласованную нагрузку, подключенную к нему непосредственно.

Из всей мощности $|a_1|^2$ волны, падающей на элемент S , часть $|b_1|^2$ отражается к генератору, часть поглощается в самом элементе S и часть $|b_2|^2$ проходит в согласованную нагрузку.

Отношение

$$\frac{|b_2|^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2}$$

называют коэффициентом полезного действия или эффективностью [2].

$$\eta = \frac{|S_{12}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \geq |S_{12}|^2. \quad (3)$$

Эффективность η характеризует рассеяние энергии в самом элементе S . Иногда рассматривают отдельно потери на отражение.

$$1 - |S_{11}|^2. \quad (4)$$

Обозначая вносимые потери, потери на поглощение и потери на отражение, выраженные в децибелах, A_T , A_D , A_R соответственно, можем написать [1]:

$$\begin{aligned} A_T &= A_D + A_R; \quad A_T = -10 \log_{10} |S_{12}|^2; \\ A_R &= -10 \log_{10} (1 - |S_{11}|^2); \quad A_D = -10 \log_{10} \eta. \end{aligned} \quad (5)$$

В случае волноводных элементов с малыми отражениями $A_T \approx A_D$.

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ ОСЛАБЛЕНИЙ

Метод замещения по градуированному аттенюатору. В этом методе измеряемый элемент включается последовательно с градуированным аттенюатором, ослабление которого уменьшается таким образом, чтобы получить прежние показания индикатора. Измеряемое ослабление отсчитывается по разности показаний аттенюатора.

Для исключения флюктуаций уровня мощности генератора и повышения чувствительности в методе замещения используют балансную схему [8] (рис. 2). Мощность генератора делится между двумя плечами направленного ответвителя и через уравнивающие аттенюаторы поступает на детекторы D_1 и D_2 . Разность выпрямленных напряжений индицируется гальванометром G . В начальном положении устанавливают баланс, добиваясь нулевых показаний гальванометра. При этом ток каждого из детекторов может в несколько раз превышать верхний предел шкалы гальванометра, что позволяет получить очень чувствитель-

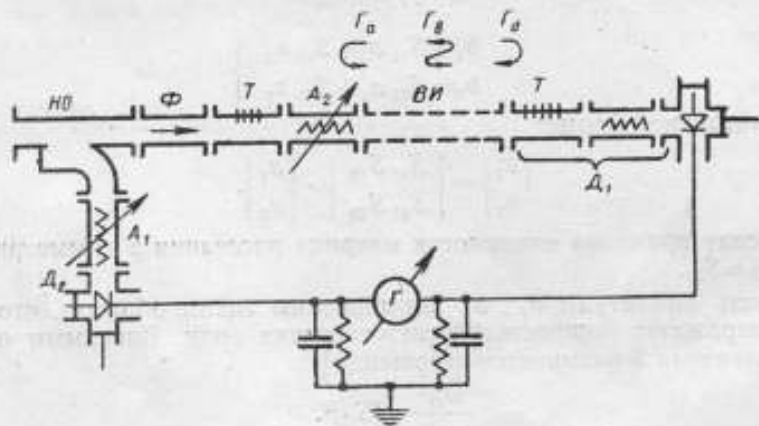


Рис. 2. Метод замещения с использованием балансной схемы
HO — направленный ответвитель; A_1 — переменный аттенюатор; A_2 — градуированный аттенюатор; T — трансформатор полных сопротивлений; Φ — ферритовый вентиль; D_1 , D_2 — детекторные секции; VI — исследуемый волновод

ную индикацию изменений ослаблений при введении исследуемого элемента. При измерениях очень малых ослаблений можно пользоваться непосредственным отсчетом по шкале гальванометра, которая предварительно градуируется введением известного ослабления на аттенюаторе.

Вариантом этой схемы является схема с модуляцией высокочастотных колебаний и с применением дифференциального трансформатора и усилителя низкой частоты. Возможно также применение двух термисторных головок, включенных в смежные плечи одного термисторного моста [9].

Достоинством этого метода является простота и надежность, а также сравнительно простой расчет возможной неисключенной систематической погрешности.

При применении балансной схемы следует, однако, убедиться в отсутствии помех и наведенных э. д. с., которые могут быть скомпенсированы в одном из положений, например, при отсутствии исследуемого волновода.

Систематическая погрешность измерений Δ определяется погрешностью Δ_1 градуировки аттенюатора и взаимодействием отражений отдельных элементов.

$$\Delta = \sqrt{\Delta_1^2 + |2\Gamma_a \Gamma_a|^2 + 2|2\Gamma_a \Gamma_d|^2 + |2\Gamma_d \Gamma_d|^2}, \quad (6)$$

где Γ_a , Γ_d , Γ_d — коэффициенты отражения аттенюатора, исследуемого волновода и детекторной секции.

Метод термисторного моста. Ослабление может быть измерено непосредственно, как отношение двух значений мощности на выходе тракта при включении исследуемого волновода и без него [4]. Схема измерений приведена на рис. 3. Исследуемый волновод включается между выходом направленного ответвителя и термисторной камерой, согласованной при рабочем уровне мощности и включенной в мост постоянного тока со сдвоенным магазином сопротивлений [5]. Направленный ответвитель *НО* служит для контроля уровня мощности, который поддерживается постоянным регулировкой аттенюатора A_1 .

Преимуществом этой схемы является простота, отсутствие каких-либо предварительно проградуированных элементов и простой расчет возможной неисключенной систематической погрешности. Несколько более сложен процесс измерений и обработка результатов. Кроме того, при измерениях необходимо следить за тем, чтобы не вызывать дополнительного подогрева термисторной камеры во время переключения.

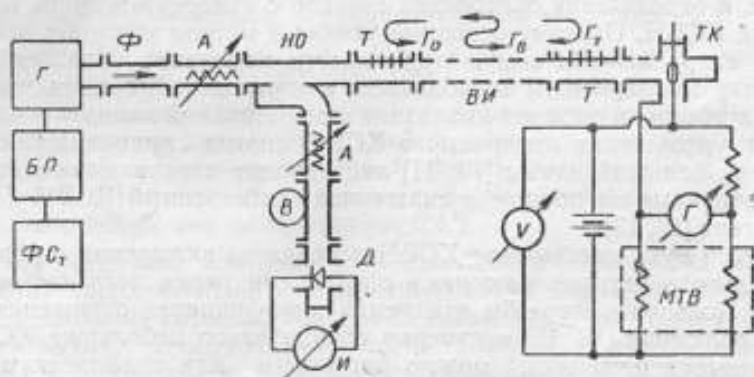


Рис. 3. Измерение малых ослаблений методом термисторного моста

Г — генератор колебаний СВЧ; БП — блок питания; ФС — стабилизатор напряжения; А — переменный аттенюатор; НО — направленный ответвитель; Т — трансформатор вольтных сопротивлений; ВИ — исследуемый волновод; ТК — термисторная камера; В — вольтметр; Д — детекторная секция; И — индикаторный прибор; Ф — ферритовый сердечник; МТВ — магазин сопротивлений

Неисключенная систематическая погрешность Δ определяется взаимодействием отражений, т. е.

$$\Delta = 2\sqrt{|\Gamma_o\Gamma_s|^2 + |\Gamma_s\Gamma_m|^2 + 2|\Gamma_o\Gamma_m|^2}, \quad (7)$$

где Γ_o , Γ_s , Γ_m — коэффициенты отражения направленного ответвителя*, исследуемого волновода и термисторной камеры с трансформатором полных сопротивлений.

Применяя магазин сопротивлений МТВ класса 0,5 погрешностью моста постоянного тока можно пренебречь.

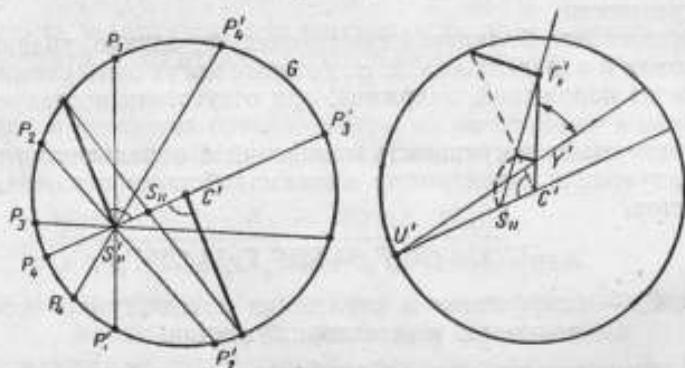


Рис. 4. Применение метода круговых диаграмм для измерения малых ослаблений

Метод круговых диаграмм. Известный метод измерения потерь в волноводе связан с определением коэффициента отражения Γ на входе короткозамкнутого отрезка волновода. Ослабление n в децибелах равно

$$n = -10 \log_{10} |\Gamma|. \quad (8)$$

Однако в такой форме метод чувствителен к отражениям внутри исследуемого волновода, которые могут быть исключены построением геометрического места коэффициента отражения на входе волновода, когда на его выходе перемещается короткозамыкающий поршень (круговая диаграмма).

При малых потерях модуль коэффициента отражения Γ близок к единице, и определение ослабления связано с измерением очень больших значений КСВН. Поэтому основные усилия в методе круговых диаграмм обычно направлены к тому, чтобы свести измерение больших КСВН, связанных с измеряемым ослаблением, к определению средних значений КСВН, лежащих в рабочем диапазоне измерительной линии.

Для уменьшения измеряемого КСВН иногда применяют отрезки волновода большой длины [10, 11] либо вводят специальные поглотители, укрепленные на поршне и снижающие собственный КСВН короткозамыкателя [12, 13].

Другой путь уменьшения КСВН основан на включении в линию дополнительного четырехполюсника с потерями перед исследуемым элементом. Пользуясь методом измерения коэффициента отражения через четырехполюсник [15, 16] и измеряя сравнительно небольшие КСВН на входе четырехполюсника, можно расчетным или графическим путем найти круговую диаграмму непосредственно для исследуемого элемента.

* Под коэффициентом отражения направленного ответвителя подразумевается коэффициент отражения в прямом плече со стороны выхода при поддержании постоянных показаний по индикатору в боковом плече. Он может быть измерен с помощью измерительной линии и короткозамыкающего поршня.

Метод измерения заключается в следующем: включив короткозамыкающий поршень непосредственно на выходе четырехполюсника, перемещаем его ступенями через $\lambda_g/16$ (λ_g — длина волны в волноводе поршня) и измеряем коэффициент отражения P на входе. По найденным точкам строим трансформированную окружность G коэффициента отражения и находим пересечение хорд S'_{11} и иконоцентр S_{11} (рис. 4). После этого включаем между четырехполюсником и поршнем исследуемый элемент и снимаем новые коэффициенты отражения на входе при перемещении короткозамыкающего поршня в конце тракта. Переход от измеренного коэффициента отражения Γ'_x к истинному коэффициенту отражения Γ_x на входе исследуемого элемента достигается построением рис. 4, причем

$$|\Gamma_x| = \frac{S_{11} \Gamma'_x}{U' Y'}; \quad \arg \Gamma_x = (\arg U' Y' S_{11} \Gamma'_x) - \arg S_{22}. \quad (9)$$

Диаметр окружности G определяется затуханием в четырехполюснике S , которое выбирается так, чтобы обеспечить наибольшую точность при работе с измерительной линией.

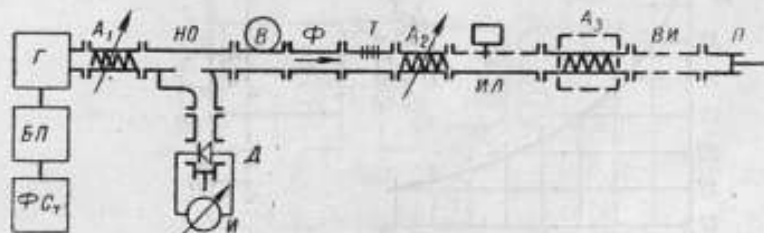


Рис. 5. Схема измерения малых ослаблений с использованием метода круговых диаграмм

G — генератор колебаний СВЧ; A_1 — переменный аттенюатор; A_2 — градуированный аттенюатор; A_3 — фиксированный аттенюатор; HO — направленный ответвитель; D — детекторная секция; $И$ — индикаторный прибор; B — волномер; Φ — ферритовый вентиль; T — трансформатор полных сопротивлений; $ИЛ$ — измерительная линия; $ВИ$ — исследуемый волновод; $П$ — короткозамыкающий поршень.

Изложенный метод принципиально совершенно строг, но связан с графическими построениями, ограничивающими его точность.

Однако если применить в качестве четырехполюсника хорошо согласованный аттенюатор с КСВН $< 1,03$, то отпадает необходимость в переходе к истинному коэффициенту отражения, и достаточно вычислить отношение радиусов двух окружностей G , снятых с исследуемым волноводом и без него. Погрешность такой замены рассмотрена в приложении I. При КСВН аттенюатора и исследуемого волновода равных 1,03 и 1,05 соответственно, она не превышает 0,1%.

Схема установки для измерения ослабления изображена на рис. 5. В качестве дополнительного четырехполюсника использован аттенюатор A_3 , ослабление которого подобрано таким образом, чтобы при включении на выходе короткозамыкающего поршня получить на входе КСВН $\approx 1,5$. Благодаря включению аттенюатора A_3 погрешность за счет отражений и потерь в измерительной линии исключается, так как они могут быть отнесены к дополнительному четырехполюснику. Реакция зонда линии и потери в поршне вызывают уменьшение диаметра круговой диаграммы. Однако, при вычислении отношения диаметров двух круговых диаграмм (с исследуемым волноводом и без него) соответствующие погрешности сокращаются.

Поскольку аттенюатор A_2 хорошо согласован* смещение центра круговой диаграммы относительно начала координат оказывается малым и при измерениях КСВН можно пользоваться всегда одной точкой шкалы аттенюатора A_2 в сочетании с отсчетом в конце шкалы индикаторного прибора, что практически исключает погрешность градуировки аттенюатора при вычислении интересующего нас отношения. При вычислении отношения уменьшается также систематическая погрешность за счет неточности калибровочной кривой детектора измерительной линии. В приложении I показано, что в рассматриваемом случае абсолютная погрешность измерения при использовании одной точки шкалы аттенюатора составляет $\sim 2,5\alpha\Delta r'$, где α — погрешность градуировки аттенюатора, а $\Delta r'$ — разность средних значений КСВН в случае первой и

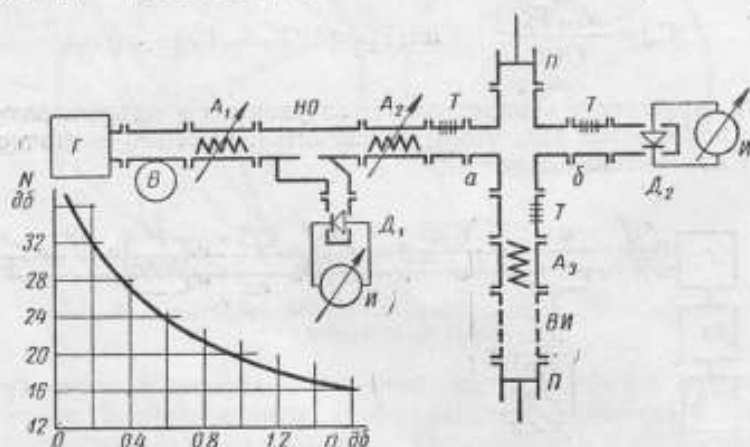


Рис. 6. Применение метода двойного тройника для измерения малых ослаблений

G — генератор колебаний СВЧ; A_1 — переменный аттенюатор; A_2 — градуированный аттенюатор; HO — направленный ответитель; T — трансформатор полных сопротивлений; D_1, D_2 — детекторные секции; N — индикаторный прибор; V — волномер; A_2 — аттенюатор начального ослабления; P — короткозамыкающий поршень; $ВН$ — исследуемый волновод. График: N — ослабление между точками a и b , n — ослабление в боковом плече тройника

второй диаграммы. Абсолютная погрешность за счет калибровочной кривой детектора измерительной линии вместе с индикаторным прибором меньше $1,5\gamma (\Delta x_1 - \Delta x_2)$, где γ — относительная погрешность калибровочной кривой, а $\Delta x_{1,2}$ — средняя разность отсчетов по шкале индикатора, отнесенная к верхнему пределу шкалы, в первом и втором случае.

Случайная погрешность складывается из средней квадратичной погрешности S_1 радиуса отдельной круговой диаграммы и средней квадратичной погрешности S_2 , вызываемой разбросом при пересоединениях фланцев и повторных снятиях круговой диаграммы.

Метод двойного тройника. Метод измерения ослабления с помощью двойного тройника [6] основан на интерференции двух волн, идущих от одного источника. На пути одной из них включается исследуемый элемент с малым ослаблением, которое измеряется по изменению сигнала на выходе. Схема установки показана на рис. 6.

Для измерения используется метод замещения по градуированному аттенюатору A_2 . Уровень мощности контролируется с помощью направленного ответителя HO и поддерживается постоянным регулировкой аттенюатора A_1 . На том же рисунке приведена зависимость ослабления между точками a и b от ослабления в боковом плече при установке

* В необходимом случае можно применить согласование с помощью трансформатора полных сопротивлений.

поршней, соответствующей вычитанию сигналов в индикаторном плече. Атенюатор начального ослабления A_0 , включаемый последовательно с исследуемым элементом, позволяет подобрать оптимальную чувствительность $\frac{dN}{dn}$ для каждого диапазона измеряемых ослаблений.

Во избежание погрешности за счет асимметрии и рассогласования двойной тройник должен быть согласован и сбалансирован [1]. Детекторная секция и аттенюатор должны быть согласованы.

В схеме возможна проверка в процессе работы путем имитации включенного ослабления. Для этого один из поршней смещается на известную величину относительно положения, соответствующего вычитанию сигналов в индикаторном плече, а эквивалентное ослабление рассчитывается теоретически по изменению фазы отраженной волны.

РЕЗОНАНСНЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ В ВОЛНОВОДАХ

Особое место среди методов измерения ослабления занимают резонансные методы, основанные на измерении резонансного сопротивления, добротности и коэффициента передачи резонатора, образованного исследуемым волноводом.

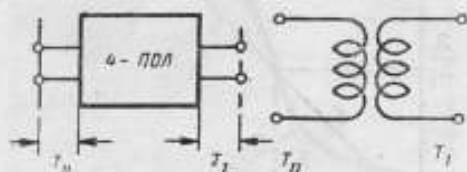


Рис. 7. Трансформаторная схема замещения четырехполюсника

Метод эквивалентного трансформатора. Метод эквивалентного трансформатора, основанный на теореме Вайсфлюха [17], ближе всего примыкает к методам измерения через дополнительный четырехполюсник. В этом методе измеряемый КСВН на входе короткозамкнутого отрезка волновода уменьшается в известное число раз с помощью реактивного четырехполюсника. Как известно [17], всякий четырехполюсник без потерь при надлежащем выборе плоскостей отсчета T_I и T_{II} можно уподобить трансформатору в схеме замещения, изображенной на рис. 7. Если сопротивление, включенное в плоскости T_I , чисто активно и равно $r_{мин}$, то сопротивление в плоскости T_{II} также чисто активно и равно $Kr_{мин}$. При $r_{мин} \ll 1$ и $K \gg 1$ можно получить

$$\text{КСВН} = \frac{1}{Kr_{мин}} \ll \frac{1}{r_{мин}} \quad (10)$$

Необходимым условием измерения является точное совпадение узла напряжения на выходе четырехполюсника с плоскостью T_I . Хотя положение плоскости T_I заранее неизвестно, оно легко определяется экспериментально, так как соответствует минимальному КСВН на входе*. Для совмещения минимума с плоскостью T_I используется подвижный короткозамыкатель, потери в котором предварительно измеряются тем же методом.

* Совмещение узла напряжения с плоскостью T_I и получение минимального КСВН на входе соответствует условию резонанса объема, образованного исследуемым волноводом, элементом связи (реактивный четырехполюсник) и поршнем.

Определение коэффициента трансформации K производится путем построения S -кривой (рис. 8). Одновременно измеряется минимальный КСВН на входе четырехполюсника, используемый для расчета собственных потерь в поршне и трансформаторе. Определение коэффициента K по перемещению узла в измерительной линии сводится к измерению длины и может быть произведено весьма точно, тем более, что при построении кривой (рис. 8) используется большое число точек. Собственные отражения линии здесь не сказываются, так как они могут быть отнесены к трансформатору.

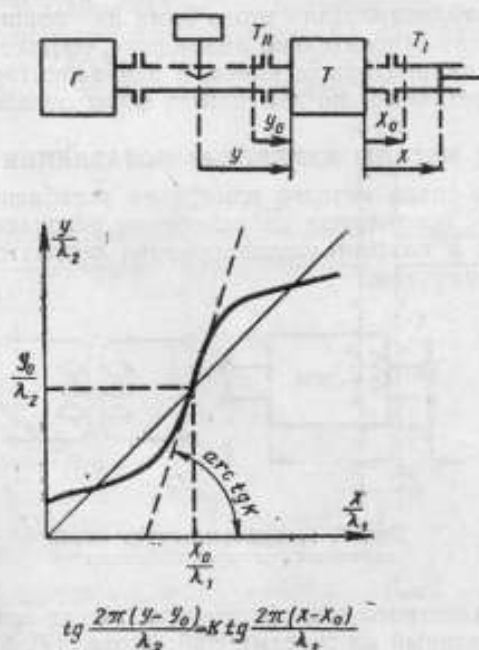


Рис. 8. Определение коэффициента трансформации

Описанный метод основан на применении четырехполюсника без потерь. В связи с этим возникает вопрос, какую ошибку мы вносим, измеряя коэффициент K при наличии потерь в трансформаторе. Ответ на этот вопрос можно получить, если воспользоваться в дополнение к S -кривой диаграммой полных сопротивлений в декартовой системе координат. Нанесем экспериментальные значения полного сопротивления на входе четырехполюсника на диаграмму (рис. 9), пользуясь составляющими:

$$x_i = \operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \frac{(y_i - y_0) 2\pi}{\lambda_y}; \quad R = K r_{\text{мин}} \quad (11)$$

Поскольку сопротивление на входе четырехполюсника связано с сопротивлением нагрузки линейной зависимостью $z_{\text{вх}} = K z_{\text{н}}$, а реактивная составляющая x_i^* сопротивления нагрузки равна

$$x_i^* = \operatorname{tg} \phi_i = \operatorname{tg} \frac{(x_i - x_0) 2\pi}{\lambda_x} \quad (12)$$

то активную составляющую сопротивления нагрузки и точное значение величины K можно найти с помощью построения, изображенного на рис. 9. В этом построении небольшие дуги окружностей большого радиуса

са заменены прямыми. Для повышения точности масштаб по оси абсцисс желательно увеличивать.

Остальные источники погрешности (приложение II): потери в измерительной линии, отражения внутри исследуемого волновода, неточное измерение КСВН за счет аттенюатора, калибровочной кривой детектора, реакции зонда и эквивалентного КСВН (неравномерность хода) измерительной линии.

Преимуществом описанного метода является простота измерений и обработки результатов, так как измерения сводятся при известном коэффициенте K к определению одного значения КСВН.

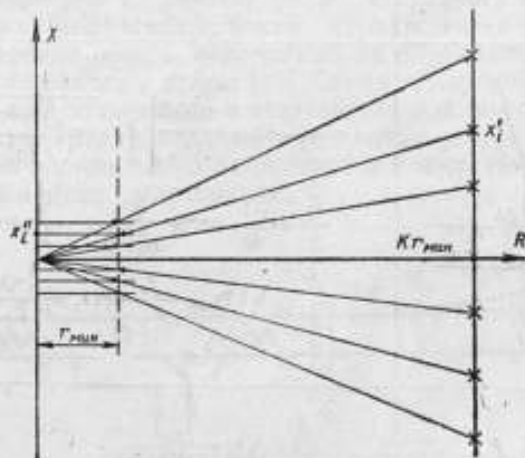


Рис. 9. Определение ошибки коэффициента трансформации, вызываемой наличием потерь

Метод измерения добротности волноводного резонатора. Ограничивая исследуемый волновод поршнем и диафрагмой связи, мы получаем волноводный резонатор, добротность Q_0 которого связана с постоянной затухания α на единицу длины соотношением [2]:

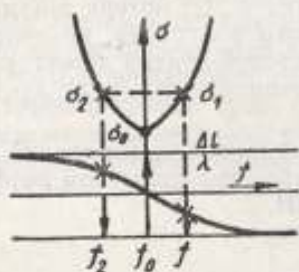
$$\frac{1}{Q_0} = \left(\frac{\lambda}{\lambda_0}\right)^2 \cdot \left[\frac{\alpha \lambda_0}{\pi} + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{R_m}{z_0} \cdot \frac{\lambda_0}{l} \right], \quad (13)$$

где λ , λ_0 — длина волны в свободном пространстве и в волноводе, R_m — активная составляющая сопротивления торцевых пластин на концах резонатора, l — длина резонатора.

Последовательные резонансы снимаются путем перемещения скользящего поршня внутри исследуемого волновода.

Если по оси абсцисс откладывать $\frac{1}{l}$, а по оси ординат $\frac{1}{Q_0}$, то зависимость $\frac{1}{Q_0} \left(\frac{1}{l} \right)$ представляет собой прямую линию, причем отрезок, отсекаемый ею на оси ординат, равен $\frac{\alpha \lambda_0}{\pi} \left(\frac{\lambda}{\lambda_0} \right)^2$.

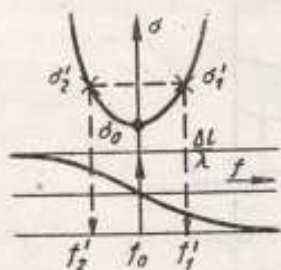
Для измерения добротности резонатора можно воспользоваться методом измерительной линии. В области, близкой к резонансу, снимается зависимость КСВН σ и сдвига Δl минимума стоячей волны от частоты. Эти кривые позволяют найти добротность Q_n нагруженной полости, внешнюю добротность Q_E и добротность Q_0 ненагруженного резонатора.



$$\sigma_1 = \sigma_2 = \frac{1 + \sigma_0 + \sigma_0^2}{\sigma_0} \left[\sqrt{1 - \frac{\sigma_0^2}{(1 + \sigma_0 + \sigma_0^2)^2}} + 1 \right];$$

$$\frac{l_1}{\lambda} = \frac{1}{4\pi} \operatorname{arctg} \sigma_0; \quad \frac{l_2}{\lambda} = \frac{1}{2} - \frac{l_1}{\lambda};$$

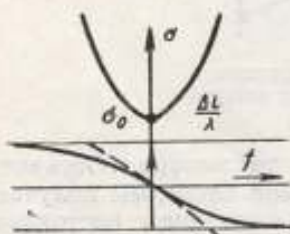
$$Q_n = \frac{f_0}{f_1 - f_2}; \quad Q_0 = Q_n (1 + \sigma_0).$$



$$\sigma'_1 = \sigma'_2 = \frac{\sigma_0^2 + 2}{2\sigma_0} \left[\sqrt{1 - \frac{4\sigma_0^2}{(\sigma_0^2 + 2)^2}} + 1 \right];$$

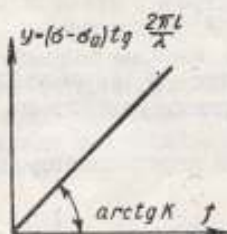
$$\frac{l_1}{\lambda} = \frac{1}{4\pi} \operatorname{arctg} \frac{2\sigma_0}{\sigma_0^2 - 2}; \quad \frac{l_2}{\lambda} = \frac{1}{2} - \frac{l_1}{\lambda};$$

$$Q_0 = \frac{f_0}{f'_1 - f'_2}; \quad Q_n = \frac{Q_0}{1 + \sigma_0}.$$



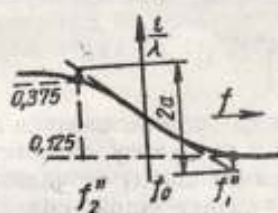
$$S_0 = \frac{d(l/\lambda)}{d\delta}; \quad \delta = \frac{\Delta f}{f};$$

$$Q_0 = \frac{\pi S_0}{\sigma_0} (\sigma_0^2 - 1); \quad Q_n = \frac{\pi S_0}{\sigma_0} (\sigma_0 - 1).$$



$$\frac{dy}{df} = K; \quad Q_0 = \frac{K f_0}{2};$$

$$Q_n = \frac{Q_0}{\sigma_0 + 1}.$$



$$Q_E = \frac{f_0}{f''_1 - f''_2} \cdot \frac{1}{2\pi d};$$

$$Q_n = \frac{\sigma_0}{1 + \sigma_0} Q_E; \quad Q_0 = \sigma_0 Q_E.$$

Сводка расчетных формул (3) для анализа этих кривых приведена в табл. 1. Целесообразно производить расчет несколькими методами, поскольку они взаимно контролируют и дополняют друг друга.

Погрешность измеренного затухания α определяется погрешностью измерения Q_0 . Непостоянство затухания на единицу длины вдоль волновода и флюктуации потерь в поршне вызывают случайную погрешность. Погрешность измерения Q_0 связана с систематической ошибкой измерения КСВН, которая, в свою очередь, сводится к погрешности градуировки аттенюатора, собственному отражению и потерям линии и реакции зонда.

Метод измерения коэффициента передачи волноводного резонатора. Коэффициент передачи T_c резонатора, образованного исследуемым волноводом и двумя диафрагмами, также характеризует потери в волноводе. Метод измерения потерь, основанный на определении коэффициента передачи T_c , был описан в статье [18]. Схема измерений (рис. 10) содержит регулирующий аттенюатор и ответвитель для контроля постоянства уровня мощности, градуированный аттенюатор для измерения коэффициента передачи волноводного резонатора и индикатор в виде детекторной секции с элементом согласования.

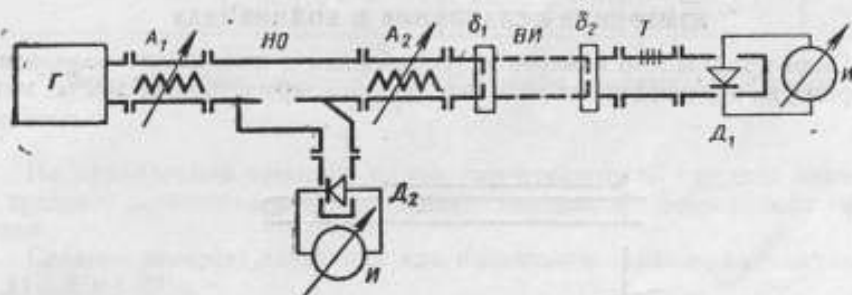


Рис. 10. Измерение потерь путем определения коэффициента передачи

Г—генератор колебаний СВЧ; А₁—переменный аттенюатор; А₂—градуированный аттенюатор; НО—направленный ответвитель; ВИ—исследуемый волновод; δ₁, δ₂—диафрагмы связи; Т—трансформатор; D₁, D₂—детекторные секции; И—индикаторный прибор

Основная формула для расчета ослабления имеет вид:

$$T_c = \frac{T_1^2 e^{-\alpha l}}{1 - (1 - T_1^2) e^{-2\alpha l}} \quad (14)$$

где

T_c — коэффициент передачи волноводного резонатора;

T_1 — коэффициент передачи отдельной диафрагмы;

l — длина волновода;

α — постоянная затухания.

Воспользуемся для вывода этой формулы методом «скрещенной диаграммы». Обозначим элементы матрицы рассеяния диафрагмы через S_{ik} . Так как диафрагма не имеет потерь,

$$|S_{11}| = |S_{22}|; |S_{12}|^2 = 1 - |S_{11}|^2 = T_1^2 \quad (15)$$

На диаграмме (рис. 11) показан ряд последовательных отражений волны, поступающей от генератора, в системе, состоящей из исследуемого

волновода длиной l , двух диафрагм и согласованной нагрузки. Амплитуда u волны, поступающей в нагрузку, равна

$$u = |S_{12}^2 e^{-\gamma l} \{1 + \sum_{k=1}^{\infty} (S_{11}^2 e^{-2\gamma l})^k\}|, \quad (16)$$

где $\gamma = \alpha + j\beta$
или

$$u = |S_{12}|^2 \cdot \frac{e^{-\alpha l}}{|1 - S_{11}^2 e^{-2\alpha l} e^{-j2\beta l}|}. \quad (17)$$

При резонансе

$$u = \frac{|S_{12}|^2 e^{-\alpha l}}{1 - |S_{11}|^2 e^{-2\alpha l}} = \frac{T_1^2 e^{-\alpha l}}{1 - (1 - T_1^2) e^{-2\alpha l}}. \quad (18)$$

Погрешность этого метода определяется рассогласованием при измерении коэффициента передачи резонаторов и отдельных диафрагм и погрешностью аттенуатора.

ИЗМЕРЕНИЕ ОСЛАБЛЕНИЯ В ВОЛНОВОДАХ

Было произведено измерение ослабления в никелевых волноводах четырьмя из перечисленных методов: методом термисторного моста, мето-

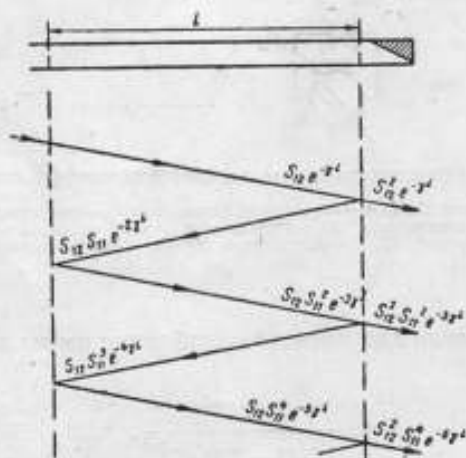


Рис. 11. Последовательные отражения волны

дом замещения по аттенуатору, методом круговых диаграмм и методом эквивалентного трансформатора. Поскольку погрешность методов определена расчетным путем, сравнение нескольких методов позволяет судить о правильности учета возможных источников систематической погрешности.

Основные данные аппаратуры, примененной при измерениях ослабления, приведены в приложении IV.

Измерения производились с двумя волноводами, изготовленными электролитически из никеля [19]. Чистота внутренней поверхности волновода соответствует 10—11 классу чистоты поверхности. Фланцы волновода контактного типа. Результаты измерений сведены в табл. 2.

Таблица 2

Метод	Волновод № 1				Волновод № 2			
	Ослабление, дБ	Погрешность, дБ		Отклонение от среднего взвешенного, дБ	Ослабление, дБ	Погрешность дБ		Отклонение от среднего взвешенного, дБ
		систематическая Δ	случайная 3S			систематическая Δ	случайная 3S	
Замещение по аттенюатору	0,249	0,013	0,010	0	0,249	0,013	0,017	+0,009
Термисторный мост	0,265	0,008	0,039	+0,017	0,241	0,008	0,017	0
Круговые диаграммы	0,237	0,006	0,030	-0,013	0,245	0,006	0,030	-0,004
Эквивалентный трансформатор	0,245	0,022	0,015	-0,004	0,224	0,022	0,010	-0,017
Среднее взвешенное*	0,25		±0,01		0,24		±0,01	

* Веса определены как $\frac{1}{\Delta^2 + (3S)^2}$; S — средняя квадратичная погрешность результата.

Из приведенной таблицы видно, что отклонение каждого значения от среднего взвешенного не превышает оцененной погрешности измерения.

Среднее значение затухания для никелевого волновода составляет $(1,11 \pm 0,04)$ дБ/м.

Сравнение методов измерения ослабления

Таблица 3

Метод	Диапазон измеряемых ослаблений, дБ	Погрешность		По каким источникам	Краткая характеристика метода
		абсолютная дБ	в % к измеряемой величине		
Замещение по аттенюатору	0,25*	0,017	10	Эксперимент	Удобен в эксплуатации. Простая обработка с результатов. Малая, легко рассчитываемая систематическая погрешность. Опасны в.д.с., наводимые помехами
	>0,2			Свит [8]	
Термисторный мост	0,25*	0,019		Эксперимент	Большая помехоустойчивость. Малая, легко рассчитываемая систематическая погрешность. Более сложный процесс измерений и обработки результатов
	>0,1	0,01		Фулфорд [9]	
	>0,1	0,02		Расчет	

* Эксперимент проводится при одном значении ослабления.

Метод	Диапазон измерений ослаблений $\delta\beta$	Погрешность		По классификации источников	Краткая характеристика метода
		абсолютная $\delta\beta$	в % к измеряемой величине		
Круговые диаграммы	0,25*	0,03		Эксперимент	Громоздкие измерения. Трудоемкая обработка результатов. Результат получается как разность двух близких величин
	0,2—2	0,03		Расчет	
Эквивалентный трансформатор	0,25*	0,025		Эксперимент	Простые измерения. Сложный расчет погрешности. Необходимо определение начальных потерь в поршне. Чувствителен к отражениям в исследуемом волноводе
	0,05—1	0,01—0,025		Расчет	
Двойной тройник	0,05—1		10	Эксперимент [6]	Сложность установки и наладки. Возможна работа только на одной частоте. Возможна проверка погрешности в процессе работы. Несложный процесс измерений и обработки результатов
Измерение добротности резонатора	0,05—0,5		10—20	Расчет	Сложный процесс измерений и расчет погрешности. Относительно высокая погрешность
Измерение коэффициента передачи резонатора	0,02—2		10	Лэйси и Миллер [18]	Простой метод измерений и обработки результатов. Простой расчет погрешности. Чувствителен к сосредоточенным потерям. Возможна работа только на определенных фиксированных частотах, определяемых данной волноводом

* Эксперимент проводился при одном значении ослабления.

МЕТОД КРУГОВЫХ ДИАГРАММ

Погрешность за счет использования коэффициентов отражения на входе дополнительного аттенюатора вместо истинных коэффициентов отражения. Обозначим матрицы рассеяния дополнительного аттенюатора и исследуемого волновода соответственно S и σ , а матрицу рассеяния для их последовательного соединения R . Радиусы двух экспериментально определенных круговых диаграмм равны

$$\frac{|R_{12}|^2}{1-|R_{22}|^2} \text{ и } \frac{|S_{12}|^2}{1-|S_{22}|^2}$$

Заменяя R_{12} и R_{22} по формулам

$$R_{12} = \frac{\sigma_{12} S_{12}}{1 - S_{22} \sigma_{11}}, \quad R_{22} = \frac{\sigma_{22} + \sigma_{12}^2 S_{22} - S_{22} \sigma_{11} \sigma_{21}}{1 - S_{22} \sigma_{11}}$$

получаем отношение радиусов

$$\frac{|\sigma_{12}|^2 [1 - |S_{22}|^2]}{|1 - S_{22} \sigma_{11}|^2 \left[1 - \left| \sigma_{22} + \frac{S_{22} \sigma_{12}^2}{1 - S_{22} \sigma_{11}} \right|^2 \right]} \approx \frac{|\sigma_{12}|^2 [1 - |S_{22}|^2]}{|1 - S_{22} \sigma_{11}|^2 [1 - |\sigma_{22} + S_{22} \sigma_{12}^2|^2]} \quad (1-1)$$

Искомая величина равна $\frac{|\sigma_{12}|^2}{1 - |\sigma_{22}|^2}$.

Заменяя ее выражением (1-1), мы делаем ошибку, которую можно оценить по их отношению:

$$\frac{[1 - |\sigma_{22}|^2][1 - |S_{22}|^2]}{|1 - S_{22} \sigma_{11}|^2 [1 - |\sigma_{22} + S_{22} \sigma_{12}^2|^2]} \quad (1-2)$$

Пример: при $|\sigma_{22}|, |\sigma_{11}| = 0,025$ (КСВН=1,05) и $|S_{22}| = 0,015$ (КСВН=1,03), для малых потерь ($|S_{22}| = 0,9-1$) погрешность лежит между минус 0,05% и плюс 0,11%.

Погрешность при использовании одной точки шкалы аттенюатора. Обозначим средний КСВН в случае одного поршня и в случае поршня вместе с исследуемым волноводом соответственно r_1 и r_2 . Пусть ослабление A в используемой точке шкалы аттенюатора равно $A = A_0 (1 + \alpha)$, где A_0 — его истинное значение, а α — погрешность градуировки. Если обозначить отношение двух отсчетов по индикатору в первом и втором случае θ_1^2 и θ_2^2 соответственно, то измеренные значения КСВН можно представить:

$$r_1 = \sqrt{r_0 (1 + \alpha)} \quad \theta_1 = a \theta_1' \left(1 + \frac{\alpha}{2} \right) = r_1' \left(1 + \frac{\alpha}{2} \right)$$

$$r_2 = \sqrt{A_0 (1 + \alpha)} \quad \theta_2 = a \theta_2' \left(1 + \frac{\alpha}{2} \right) = r_2' \left(1 + \frac{\alpha}{2} \right)$$

где $a = \sqrt{A_0}$, r_1' , r_2' — истинные значения КСВН. Отношение коэффициентов отражения в первом и втором случае равно:

$$\frac{\Gamma_2}{\Gamma_1} = \frac{\left[r_2' \left(1 + \frac{\alpha}{2} \right) - 1 \right] \left[r_1' \left(1 + \frac{\alpha}{2} \right) + 1 \right]}{\left[r_2' \left(1 + \frac{\alpha}{2} \right) + 1 \right] \left[r_1' \left(1 + \frac{\alpha}{2} \right) - 1 \right]} \quad (1-3)$$

при близких r_1 и r_2

$$\frac{\Gamma_2}{\Gamma_1} \approx \frac{r_2' - 1}{r_2' + 1} \cdot \frac{r_1' + 1}{r_1' - 1} \cdot \left\{ 1 + \alpha \frac{(r_1' - r_2')(r_1' + r_2')}{r_1'^2 - 1} \right\} = \left(\frac{\Gamma_2}{\Gamma_1} \right)_{ист} \cdot \left\{ 1 + \alpha \frac{\Delta r' \cdot 2r'}{r'^2 - 1} \right\} \quad (1-4)$$

Погрешность калибровочной кривой детектора измерительной линии. Калибровочная кривая детектора может иметь погрешности двух видов: монотонные (результат систематической погрешности метода калибровки детектора) и флюктуирующие (результат случайных погрешностей при калибровке). Последние можно не учитывать, так как при большом числе точек, снимаемых для круговой диаграммы, они проявляются как случайные.

Пусть погрешность Δ калибровочной кривой $y(x)$ имеет вид $\gamma\varphi(x)$, где γ — малый параметр, а $\varphi(x)$ — функция, равная нулю на концах интервала $(0,1)$. Возьмем, например,

$$\varphi(x) = (x - x^2).$$

Относительная погрешность измеренного КСВН $r = \frac{x_2}{x_1}$ равна при этом

$$\frac{\Delta r}{r} = \frac{\gamma}{2} \left(\frac{1}{x_2} - \frac{1}{x_1} \right) \approx \frac{\gamma}{2} \frac{\Delta x}{x^2},$$

а погрешность соответствующего коэффициента отражения

$$\frac{\Delta \Gamma}{\Gamma} = \frac{2r}{r^2 - 1} \cdot \frac{\Delta r}{r} = \frac{r\gamma}{r^2 - 1} \cdot \frac{\Delta x}{x^2}.$$

Если погрешности среднего коэффициента отражения в случае первой и второй круговой диаграммы равны соответственно

$$\frac{\Delta \Gamma_1}{\Gamma_1} = \frac{r_1 \gamma}{r_1^2 - 1} \cdot \frac{\Delta x_1}{x^2}; \quad \frac{\Delta \Gamma_2}{\Gamma_2} = \frac{r_2 \gamma}{r_2^2 - 1} \cdot \frac{\Delta x_2}{x^2},$$

то погрешность их отношения равна

$$\delta = \frac{\gamma}{x^2} \left(\frac{r_1 \Delta x_1}{r_1^2 - 1} - \frac{r_2 \Delta x_2}{r_2^2 - 1} \right) \approx \frac{\gamma}{x^2} \frac{(r \Delta x)_1 - (r \Delta x)_2}{r^2 - 1}.$$

Пример: при $r = 1,5$, $x = 0,9$ относительная погрешность

$$\delta = \gamma [(r \Delta x)_1 - (r \Delta x)_2] \approx 1,5 \gamma (\Delta x_1 - \Delta x_2).$$

МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Погрешность за счет отражений внутри исследуемого волновода. Пусть неоднородность, вызывающая коэффициент отражения ρ имеет вид шунтирующей проводимости Y и расположена на расстоянии l_2 от конца волновода (рис. 12). Матрицы рассеяния трех частей тракта имеют вид:

$$S = \begin{vmatrix} 0 & e^{-j\theta_1} \\ e^{-j\theta_1} & 0 \end{vmatrix}; \quad \sigma = \frac{1}{2+Y} \begin{vmatrix} -Y & 2 \\ 2 & -Y \end{vmatrix}; \quad C = \begin{vmatrix} 0 & e^{-j\theta_2} \\ e^{-j\theta_2} & 0 \end{vmatrix}. \quad (II-1)$$

где

$$\theta_1 = \frac{2\pi}{\lambda_0} l_1 - ja l_1, \quad \theta_2 = \frac{2\pi}{\lambda_0} l_2 - ja l_2.$$

λ_0 — длина волны в волноводе, a — постоянная затухания.

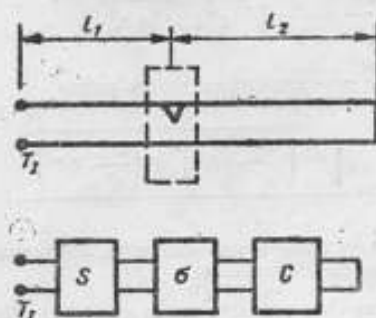


Рис. 12. Влияние неоднородности внутри волновода

Последовательное соединение элементов S , σ и C можно заменить одним четырех-полюсником со следующей матрицей рассеяния:

$$R = \frac{1}{2+Y} \begin{vmatrix} -Y e^{-j2\theta_1} & 2e^{-j(\theta_1+\theta_2)} \\ 2e^{-j(\theta_1+\theta_2)} & -Y e^{-j2\theta_2} \end{vmatrix} \quad (II-2)$$

Для неоднородности без потерь $Y = jb$,

$$\rho = \frac{b}{\sqrt{4+b^2}} e^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \text{arctg} \frac{b}{2}\right)} \quad (II-3)$$

Матрицу рассеяния можно переписать в виде

$$R = e^{-j \text{arctg} \frac{b}{2}} \begin{vmatrix} | \rho | e^{-j\left(2\theta_1 + \frac{\pi}{2}\right)} & \sqrt{1-|\rho|^2} e^{-j(\theta_1+\theta_2)} \\ \sqrt{1-|\rho|^2} e^{-j(\theta_1+\theta_2)} & | \rho | e^{-j\left(2\theta_2 + \frac{\pi}{2}\right)} \end{vmatrix} \quad (II-4)$$

Если в конце волновода включен короткозамыкатель с коэффициентом отражения $e^{-j\varphi}$, то коэффициент отражения $\Gamma_{\text{вх}}$ на входе равен

$$\Gamma_{ex} = \frac{(R_{12}^2 - R_{11}R_{22}) e^{j\varphi} + R_{11}}{-R_{22} e^{j\varphi} + 1} = e^{-j2(\theta_1 + \theta_2)} \cdot e^{-j2 \operatorname{arctg} \frac{b}{2}} e^{j\varphi} \cdot \frac{1 + |\rho| e^{j\left(2\theta_2 - \frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} \frac{b}{2} - \varphi\right)}}{1 + |\rho| e^{-j\left(2\theta_2 - \frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} \frac{b}{2} - \varphi\right)}} \quad (11-5)$$

$$|\Gamma_{ex}| \approx |\Gamma_{ex0}| \cdot |1 + |\rho| \cos \psi| \cdot \left(\xi - \frac{1}{\xi}\right) + 2|\rho|^2 \sin^2 \psi, \quad (11-6)$$

где $\psi = \frac{4\pi l_2}{\lambda_0} - \frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} \frac{b}{2} - \varphi$, $\xi = e^{2\alpha l_2} > 1$.

$$\text{Погрешность не превышает } 2|\rho|^2 + \frac{\xi^2}{8} \approx 2|\rho|^2 + \frac{\alpha_2^2}{2}, \quad (11-7)$$

где $\alpha_2 = 1 - \frac{1}{\xi}$ — потери в участке волновода длиной l_2 .

Погрешности за счет измерительной линии. Погрешность $\frac{dr}{r}$ измерения КСВН за счет аттенуатора и индикатора определяется относительной погрешностью градуировки аттенуатора, включающей погрешность рассогласования и случайную погрешность, погрешностью Δ_2 калибровочной кривой детектора, погрешностью Δ_3 за счет рассогласования при измерении потерь в поршне и суммарных потерь, т. е.

$$\frac{dr}{r} = \frac{1}{2} \sqrt{\Delta_1^2 + 2\Delta_2^2 + \Delta_3^2}. \quad (11-8)$$

При этом погрешность $\frac{dN_1}{N}$ измерения потерь равна

$$\frac{dN_1}{N} = \frac{\sqrt{\left(\frac{dr'}{r'} \cdot N'\right)^2 + \left(\frac{dr''}{r''} \cdot N''\right)^2}}{N}, \quad (11-9)$$

здесь одним и двумя штрихами обозначены величины, относящиеся к измерению потерь в поршне и суммарных потерь соответственно.

Погрешность $\frac{dN_2}{N}$ за счет реакции зонда определяется уменьшением $\frac{d\Gamma_2}{\Gamma}$ измеренного коэффициента отражения.

$$\frac{dN_2}{N} = \frac{2}{N} \left| \frac{d\Gamma_2}{\Gamma} \right| \left(\frac{|\Gamma''| N''}{1 - |\Gamma''|^2} - \frac{|\Gamma'| N'}{1 - |\Gamma'|^2} \right), \quad (11-10)$$

Погрешность $\frac{dN_3}{N}$ вследствие эквивалентного КСВН измерительной линии (неравномерность хода) определяется соответствующим коэффициентом отражения $d\Gamma_3$

$$\frac{dN_3}{N} = \frac{2|d\Gamma_3|}{N} \sqrt{\left(\frac{N'}{1 - |\Gamma'|^2}\right)^2 + \left(\frac{N''}{1 - |\Gamma''|^2}\right)^2} \quad (11-11)$$

Погрешность $\frac{dN_4}{N}$ за счет потерь в линии, вызывающих уменьшение $\frac{d\Gamma_4}{\Gamma}$ коэффициента отражения, равна

$$\frac{dN_4}{N} = \frac{2}{N} \left| \frac{d\Gamma_4}{\Gamma} \right| \left(\frac{|\Gamma''| N''}{1 - |\Gamma''|^2} - \frac{|\Gamma'| N'}{1 - |\Gamma'|^2} \right) \quad (11-12)$$

ВЛИЯНИЕ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОТЕРЬ ВНУТРИ ИССЛЕДУЕМОГО ВОЛНОВОДА В МЕТОДАХ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ СТОЯЧНИЕ ВОЛНЫ

Рассмотрим сосредоточенные потери в виде активной проводимости g , включенной в некотором сечении исследуемого волновода. Воспользуемся для этого матрицей (II-2), где положим $Y=g$.

Если в конце исследуемого волновода включен короткозамыкатель с коэффициентом отражения $e^{j\varphi}$, то коэффициент отражения на входе выражается формулой (II-5). При изменении φ от 0 до 2π коэффициент отражения на входе пробегает окружность [26] с радиусом

$$\sigma = \frac{|R_{12}|^2}{1 - |R_{22}|^2} \quad (\text{III-1})$$

где

$$|R_{12}| = \frac{2}{2+g} e^{-\alpha(l_1+l_2)} \quad (\text{III-2})$$

$$|R_{22}| = \frac{g}{2+g} e^{-2\alpha l_2}$$

Проведя необходимые подстановки, нетрудно получить

$$\sigma = \frac{e^{-2\alpha(l_1+l_2)}}{1+g + \frac{g^2}{4} - \frac{g^2}{4} e^{-4\alpha l_2}} \quad (\text{III-3})$$

В то же время вносимое ослабление волновода равно

$$|R_{12}|^2 = \left(\frac{2}{2+g} \right)^2 e^{-2\alpha(l_1+l_2)} = \frac{e^{-2\alpha(l_1+l_2)}}{1+g + \frac{g^2}{4}} \quad (\text{III-4})$$

и относительная погрешность при снятии круговой диаграммы меньше $\frac{g^2}{4}$ (это относится также к методу двойного тройника).

В тех методах, где используется одно положение поршня (метод эквивалентного трансформатора), влияние сосредоточенных потерь возрастает. Используя матрицу (II-2) и формулу (II-5) для коэффициента отражения, можно показать, что погрешность достигает величины $g \cos \varphi$, где угол φ зависит от положения сосредоточенной шунтирующей проводимости g и может принимать любые значения между 0 и π .

В методе измерения добротности сосредоточенные потери, находящиеся на концах волноводного резонатора, могут быть отнесены к активной составляющей сопротивления торцовых пластин [13] и на результате не сказываются.

Измерение коэффициента передачи волноводного резонатора производится на фиксированных частотах, определяемых длиной волновода. Присутствие сосредоточенных потерь проявляется здесь [18] как различие между значениями затухания на смежных частотах. Этот же способ может быть применен в методе эквивалентного трансформатора и в методе измерения добротности (если предполагается присутствие сосредоточенных потерь внутри волновода) для чего измерения повторяются при небольшом изменении частоты.

**ОСНОВНЫЕ ДАННЫЕ АППАРАТУРЫ,
ПРИМЕНЕННОЙ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ ЗАТУХАНИЯ**

Метод замещения по градуированному аттенуатору и метод термисторного моста

Коэффициент отражения Γ_a на выходе аттенуатора, на входе которого включен ферритовый вентиль, в начале отсчета и в рабочей точке шкалы не более 0,015.

Коэффициент отражения Γ_d на входе детекторной секции с развязывающим аттенуатором 10—12 дБ и трансформатором полных сопротивлений не более 0,015.

Коэффициент отражения Γ_w исследуемого волновода не более 0,025.

Коэффициент отражения Γ_m на входе термисторной головки в положении баланса с дополнительным трансформатором полных сопротивлений не более 0,025.

Коэффициент отражения Γ_o прямого плеча направленного ответвителя не более 0,03.

Предельная погрешность результата градуировки аттенуатора $3S_a = 0,2\%$.

Неисключенная систематическая погрешность в методе замещения

$$\Delta = \sqrt{|4\Gamma_a\Gamma_d\Gamma_w|^2 + |3S_a|^2 + |2\Gamma_a\Gamma_m|^2 + 2|2\Gamma_a\Gamma_o|^2 + |2\Gamma_m\Gamma_o|^2} = 0,3\%$$

Неисключенная систематическая погрешность в методе термисторного моста

$$\Delta = 2\sqrt{|\Gamma_o\Gamma_m|^2 + |\Gamma_a\Gamma_d|^2 + 2|\Gamma_o\Gamma_d|^2} = 0,18\%$$

Метод эквивалентного трансформатора

В качестве трансформатора применен отрезок волновода с одним глубоко погруженным штырем.

Потери в измерительной линии не превышают 1% или $\frac{d\Gamma}{\Gamma} < 0,01$.

Коэффициент отражения Γ_w исследуемого волновода не более 0,025.

Коэффициент отражения на выходе аттенуатора, на входе которого включен ферритовый вентиль, в начале отсчета и в рабочей точке шкалы не более 0,015.

Коэффициент отражения на входе трансформатора при измерении затухания поршня $\approx 0,7$ и при измерении суммарного затухания $\approx 0,1$.

При расчете погрешности потери N' в поршне, N — в измеряемом волноводе и суммарные потери N'' приняты равными 2—6—8% соответственно.

Погрешность (II-8) измерения КСВН за счет аттенуатора и индикатора определяется относительной погрешностью Δ_1 градуировки аттенуатора (0,007), включающей погрешность рассогласования и случайную погрешность, погрешностью Δ_2 калибровочной кривой детектора (0,01), погрешностью Δ_3 за счет рассогласования при измерении потерь в поршне и суммарных потерь (0,03 и 0,005 соответственно).

Погрешность (II-9) измерения потерь $\frac{dN_1}{N} = 0,012$.

Погрешность (II-10) в результате реакции зонда (0,006) $\frac{dN_2}{N} = 0,004$.

Погрешность (II-11) из-за эквивалентного КСВН измерительной линии (1,01) $\frac{dN_3}{N} = 0,015$.

Погрешность (II-12) из-за потерь в линии $\frac{dN_4}{N} = 0,007$.

Погрешность (II-7) вследствие отражений внутри исследуемого волновода $\frac{dN_5}{N} < 0,08$.

Погрешность за счет измерения коэффициента трансформации при наличии потерь $\frac{dN_6}{N} < 0,03$. При этом погрешность определения потерь в поршне и трансформаторе $\frac{dN_7}{N} < 0,008$.

Общая неисключенная систематическая погрешность составляет 0,088 от измеряемой величины, или 0,5%.

Метод круговых диаграмм

Коэффициент отражения на выходе аттенуатора A_2 (рис. 5), на входе которого включен ферритовый вентиль, в начале отсчета и в рабочей точке шкалы не более 0,015.

Относительная погрешность градуировки аттенуатора, включающая погрешность рассогласования и случайную погрешность, не превышает 0,7%.

Коэффициент отражения исследуемых волноводов не более 0,025.

Погрешность (1-2) в результате использования круговых диаграмм, снятых на входе аттенуатора A_2 , вместо круговых диаграмм на входе исследуемого волновода лежит в интервале $-0,05\% < \Delta_1 < +0,1\%$.

Погрешность (1-3) при использовании одной точки шкалы аттенуатора $\Delta_2 < 0,05\%$.

Погрешность (1-4) за счет калибровочной кривой детектора измерительной линией $\Delta_3 < 0,1\%$.

Общая неисключенная систематическая погрешность

$$\Delta = \sqrt{\Delta_1^2 + \Delta_2^2 + \Delta_3^2} < 0,15\%$$

Литература

1. Техника измерений на сантиметровых волнах, т. 1. М., «Советское радио», 1949.
2. Бардоу и Калаен. Измерение на сверхвысоких частотах, М., «Советское радио», 1952.
3. Техника сверхвысоких частот, т. 1. М., «Советское радио», 1952.
4. Отчет ХГИМИП по теме 16-55 «Разработка методов и приборов для проверки термисторных измерителей малой мощности 3 и 10 см диапазона», Харьков, 1955.
5. Ахизер А. Н. и Бродский А. И. Термисторный мост со сдвоенным магазином сопротивления. «Измерительная техника», 1956, № 5, стр. 44.
6. Ахизер А. Н. Измерение малых затуханий с помощью двойного тройника. «Измерительная техника», 1956, № 4.
7. Beauty R. W. Determination of attenuation from impedance measurements PIRE, 1950, № 8, 895.
8. Sweet L. O. Measurement of small attenuations, PIRE, 1955, № 8, 1015.
9. Fulford and Blackwell. Accurate method for measurement of microwave attenuation. Rev. Sci. Instr., 1956, v. 27, № 11, 956-958.
10. Benson. Waveguide attenuation and its correlation with surface roughness. PIRE, p. III, № 64, 1953, march, v. 100, 85-90.
11. Maxwell. Conductivity of metallic surfaces at microwave frequencies. J. Appl. Physics, v. 18, № 7, 1947, 629-638.
12. Vogelman. Precision measurement of waveguide attenuation. Electronics, 1953, № 12, 196-199.
13. Pomeroy and Suarez. Determining attenuation of waveguides from electrical measurements on short samples. Trans. IRE, MTT-4, 1956, № 2, 122-129.
14. Altschuler and Oliner. A shemt techniques for microwave measurements. Trans. IRE, MTT-3, 1955, № 4, July, p. 24.
15. Deschamps G. A. Determination of reflection coefficient and insertion loss of a waveguide junction. J. Appl. Phys. v. 24, № 8, 1953, 1046-1050.
16. Störer, Sheingold, Stein. A Simple graphical analysis of a two-part waveguide junction. PIRE, v. 41, № 8, 1953, 1004-1013.
17. Weissfloch A. Schaltungstheorie und Messtechnik des Dezimeter- und Zentimeterwellengebietes. 1954, Birkhäuser Verlag, Basel, S. 254.
18. Lacy and Miller. An improved method for measuring losses in short waveguide lengths. Hewlett-Packard Journal, v. 9, № 3-4, Nov Dec. 1957, p1-4, 6.
19. Бродский А. И. Изготовление волноводных устройств методом гальванопластики. Настоящий сборник трудов, стр. 96.
20. Kuhn. Calculation of attenuation in waveguides IIEE, 1946, 93, p. III A, p. 663.
21. Benson, Attenuation in nickel and mildsteel waveguides at 9375 mc s. PIRE, p. III, v. 101, № 69, Jan. 1954, p. 38-41.
22. Allison, Benson, Slaman. Characteristics of some ferrous and non-ferrous waveguides at 27 Gc/s. PIRE, v. 104, 1957, Nov. p. B. № 18, 599.
23. Tomiyasu, K. Intrinsic insertion loss of a mismatched microwave network. Trans. IRE, MTT, 1955, Jan., p. 40-44.
24. Tatsuguchi and Scheibe. A method for measuring the loss of waveguide components having small losses. Proc. Nat. El. Conf., v. 10, Chicago, 1955, 237-245.
25. Altschuler and Oliner. Microwave measurements with a lossy variable short circuit. Conv. Rec. IRE, 1954, p. 8, p. 113-114.

ТОЧНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ КСВН С ПОМОЩЬЮ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ И ЗОНДОВОЙ ГОЛОВКИ

В настоящей статье приведены результаты теоретического и экспериментального анализа погрешности измерителей КСВН, состоящих из фазовращателя и зондовой головки.

Работа приборов основана на том, что при изменении фазового сдвига, вносимого фазовращателем, поле в волноводе смещается относительно неподвижного зонда. Индикатор при этом регистрирует картину поля, аналогичную картине, наблюдаемой с помощью обычной измерительной линии.

Были исследованы два измерителя для двух сечений волноводов. Внешний вид приборов приведен на фото.

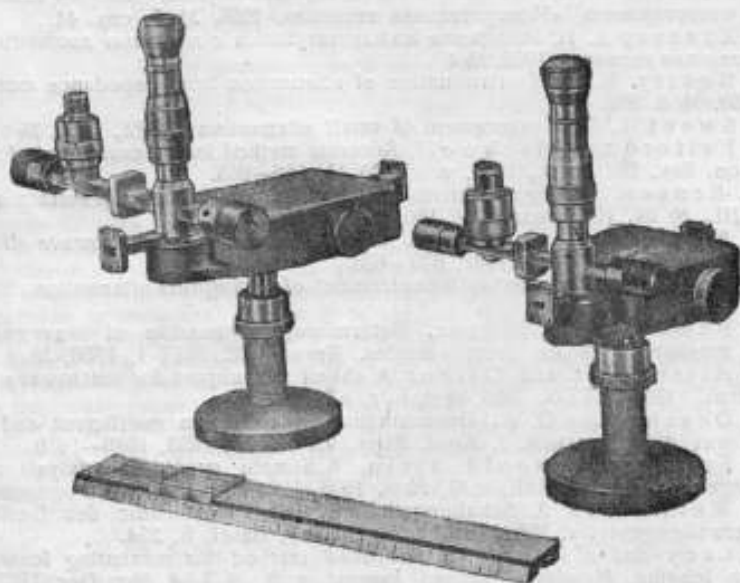


Рис. 1. Внешний вид измерителей КСВН

Этим приборам свойственны следующие источники погрешности.

- а) шунтирующее действие зонда;
- б) наличие отражения от фланца и от фазосдвигающей пластины;
- в) потери в волноводе и в фазосдвигающей пластине;
- г) наличие люфтов и вибраций в системе перемещения фазосдвигающей пластины;
- д) рассогласованность генератора;
- е) погрешность системы индикации.

Значения первых четырех частных погрешностей не зависят от величины измеряемого КСВН и определяются экспериментально. Послед-

ние две частные погрешности определяются расчетным путем и зависят от величины измеряемого КСВН.

Ниже изложены методы определения и расчета значений частных и полной погрешностей приборов.

Погрешность из-за шунтирующего действия зонда. К выходу прибора подключалась согласованная до КСВН $< 1,05$ детекторная секция и измерялось (в относительных единицах) продетектированное напряжение при поднятом (α_{\max}) и опущенном до рабочего положения (α_{\min}) зонде. Детектор работал в квадратичном режиме.

Значение погрешности

$$\delta K_z = -\frac{2}{3} \left(\sqrt{\frac{\alpha_{\max}}{\alpha_{\min}}} - 1 \right). \quad (1)$$

Погрешность из-за наличия отражений от фланца и от фазосдвигающей пластины. К выходу прибора подключалась подвижная нагрузка с КСВН $\approx 2,0$. Проверялось, что ее КСВН при перемещении поглощающе-отражающей системы вдоль волновода меняется не более чем на $\pm 0,5\%$. При согласованном до КСВН $\approx 1,02$ генераторе путем перемещения нагрузки относительно зонда измерялся ее КСВН при различных фиксированных положениях фазосдвигающей пластины. Из-за изменения условий сложения волн, отраженных от нагрузки, пластины и фланца, измеренный КСВН изменялся от КСВН_{макс} до КСВН_{мин}.

Значение погрешности

$$\delta K_{\phi} = \pm \frac{КСВН_{\max} - КСВН_{\min}}{КСВН_{\max} + КСВН_{\min}}. \quad (2)$$

Погрешность из-за потерь в волноводе и фазосдвигающей пластине. Измеритель КСВН включался в тракт фазовращателем к генератору, зонд погружался на минимально возможную глубину. К свободному фланцу прибора (ближайшему к зонду) подключалась подвижная нагрузка с неизменным при перемещении КСВН. Передвигая нагрузку, измеряли ее КСВН. Это значение КСВН принималось за истинное, так как расстояние от нагрузки до зонда в этом случае в 6—7 раз меньше, чем при обычном измерении КСВН.

С помощью фазовращателя исключалась погрешность из-за несогласованности генератора. Для этого истинный КСВН измерялся при различных положениях фазовращателя и вычислялось среднее значение.

Поправка определялась по формуле:

$$П\% = \frac{КСВН_{ист} - КСВН_{ср}}{КСВН_{ист}} \cdot 100\%, \quad (3)$$

где КСВН_{ср} — значение, вычисленное по результатам определения погрешности из-за отражений от фланца и пластины,

$$\text{т. е. } КСВН_{ср} = \frac{\sum КСВН_i}{n},$$

где n — число измерений.

При измерении КСВН_{ист}, а следовательно, при определении значения поправки возможна погрешность из-за наличия отражения от фланца и погрешность, вносимая системой индикации.

Если предположить, что определенное выше значение погрешности δK_{ϕ} (2) в равной мере присуще фланцу и фазосдвигающей пластине, то в данном случае будет иметь место погрешность

$$\delta K'_{\phi} = \frac{1}{2} \delta K_{\phi}.$$

а погрешность определения поправки

$$\delta K_n = \pm \sqrt{(\delta K'_\phi)^2 + (\delta K_a)^2} \quad (4)$$

В данном случае, при КСВН нагрузки 1,5,

$$\delta K_n = \pm 0,8\% \text{ (см. ниже)}$$

Введение поправки целесообразно лишь в случае, когда

$$\Pi > 1,3\delta K_n \quad (5)$$

Если $\Pi < \delta K_n$, можно считать, что погрешность из-за потерь в волноводе и фазосдвигающей пластине мала и не приводит к возрастанию полной погрешности прибора.

Погрешность из-за наличия люфтов в системе перемещения фазосдвигающей пластины. Для этой цели 10 раз измерялся КСВН нагрузки с КСВН=1,5. Перед каждым измерением нагрузка отключалась от прибора и подключалась вновь. Измерение производилось на средней длине волны и распространялось на края диапазона.

В табл. 1 приведены измеренные значения первых четырех частных погрешностей (в процентах).

Таблица 1

Условия измерения	δK_a	δK_ϕ	Π	δK_n	3σ
Волновод № 1	-0,7	$\pm 2,0$	-1,3	$\pm 1,3$	$\pm 1,5$
Глубина погружения зонда 0,8 мм	-0,7	$\pm 1,2$	-0,7	$\pm 1,0$	$\pm 1,5$
	-0,7	$\pm 1,3$	+0,4	$\pm 1,1$	$\pm 1,5$
Волновод № 2	-0,7	$\pm 0,9$	-	$\pm 1,1$	$\pm 0,8$
Глубина погружения зонда 1,5 мм	-0,7	$\pm 1,0$	+2,4	$\pm 1,0$	$\pm 0,8$
	-0,7	$\pm 0,6$	-0,5	$\pm 0,8$	$\pm 0,8$

Погрешность из-за рассогласованности генератора. Так как при измерении КСВН с помощью фазовращателя изменяется электрическая длина тракта, рассогласованность генератора приводит к возникновению погрешности

$$\delta K_g = \pm 2 |G_g| |G_n| \quad (6)$$

где $|G_g|$ — коэффициент отражения генератора;

$|G_n|$ — коэффициент отражения нагрузки.

Значение этой погрешности определяется расчетным путем.

Для расчета были взяты следующие значения:

КСВН генератора = 1,05 ($|G_g| = 0,02$);

КСВН нагрузки = 1,5; 2,0 и 3,0 ($|G_n| = 0,2; 0,33$ и 0,5).

Результаты расчета приведены в табл. 2.

Таблица 2

$ G_n $	0,2	0,33	0,5
$\delta K_g, \%$	$\pm 0,8$	$\pm 1,3$	$\pm 2,0$

Погрешность системы индикации. Значение погрешности определяется расчетным путем по формуле:

$$\delta K_a \% = \pm \frac{1}{4} \left[1 + \left(\text{КСВН}_{\text{инс}} \right)^2 \right] \eta \quad (7)$$

где η — класс стрелочного прибора в %.

Значения δK_n для прибора класса 1,0 и для КСВН_{макс} 1,5; 2,0 и 3,0 приведены в табл. 3.

Таблица 3

КСВН _{макс}	1,5	2,0	3,0
δK_n , %	$\pm 0,8$	$\pm 1,25$	$\pm 2,5$

Эта погрешность может быть уменьшена до значения $\pm (0,5-0,6)$ % применением точно прокалиброванного делителя.

Полная погрешность приборов (если поправка на потери в волноводе мала и не вводилась) определялась по формуле:

$$\delta K = \pm \sqrt{(\delta K_s)^2 + (\delta K_\phi)^2 + (3\sigma)^2 + (\delta K_n)^2 + (\delta K_a)^2} \quad (8)$$

Если поправка вводилась, то $\delta K'$ определялась по формуле:

$$\delta K' = \pm \sqrt{(\delta K_s)^2 + (\delta K_\phi)^2 + \left(\frac{1}{2} \delta K_\phi\right)^2 + (3\sigma)^2 + 2(\delta K_n)^2 + (\delta K_a)^2} \quad (9)$$

Измерители КСВН, состоящие из фазовращателя и зондовой головки, при измерении сравнительно небольших КСВН (до 2,0) и при работе с генератором, согласованным до КСВН < 1,05, имеют погрешность не более $\pm 3,0$ % в диапазоне волновода № 1 и не более $\pm 2,5$ % в диапазоне волновода № 2. Следовательно точность измерения КСВН здесь выше, чем у обычной измерительной линии.

Однако они мало пригодны для измерения больших КСВН (из-за сильного увеличения погрешности при росте измеряемых КСВН) и для фазовых измерений (из-за нелинейности и частотозависимости фазовой характеристики фазовращателя).

Литература

1. Герценштейн М. Е., Брянский Л. Н. Малоотражающий волноводный фазовращатель. «Радиотехника и электроника», т. III, 1958, в. 5.
2. Брянский Л. Н. Измерение КСВН генератора с помощью фазовращателя. «Измерительная техника», 1958, № 2.
3. Отчет по научно-исследовательской работе «Разработка методов поверки волноводных измерительных линий», ВНИИФТРИ, 1958.

Received of _____
the sum of _____
for _____
this _____ day of _____
1870

ЭЛЕМЕНТЫ ТРАКТОВ

THE UNIVERSITY OF CHICAGO
PRESS

КОАКСИАЛЬНЫЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ НА ДИАПАЗОН ЧАСТОТ 1000—3000 Мгц

В ряде измерений на СВЧ целесообразно пользоваться коаксиальными переключателями, аналогичными широко применяемым волноводным крановым переключателям, которые используются на частотах свыше 4000 Мгц.

На рис. 1 показан внешний вид коаксиального переключателя, разработанного ВНИИФТРИ для диапазона частот 1000—4000 Мгц.

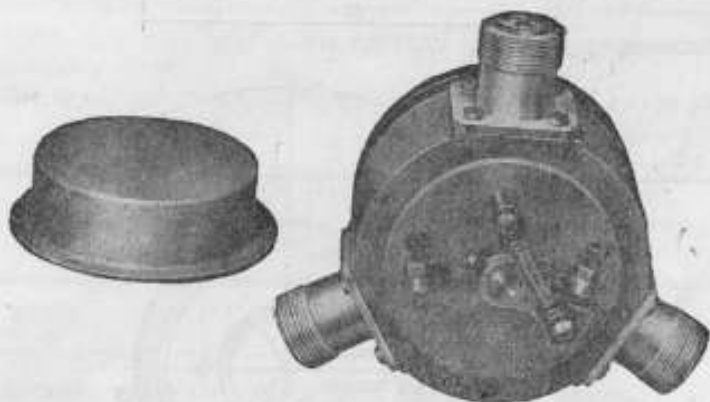


Рис. 1. Общий вид переключателя

Переключатель представляет собой цилиндрический корпус, внутри которого на шарикоподшипниковых опорах вращается ротор с изогнутым отрезком коаксиальной линии (рис. 2).

Ротор 1 состоит из двух дисков, между которыми в специальный паз тороидальной формы, являющийся внешним проводником коаксиальной линии, заложен отрезок 50-омного кабеля 3 типа РК-28 со снятой внешней изоляцией и металлической оплеткой. Между дисками заложено кольцо 5 из фторопласта, на которое в местах выхода жилы кабеля надеты тонкие бронзовые пластиночки 7, образующие ножевые контакты.

На корпусе 2 переключателя под углом в 120° размещаются колодки 6 разъема С-29 (под 50-омный кабель типа РК-29). Центральный проводник колодки оканчивается пружинящим контактом 4 (губкой), скользящим по фторопластовому кольцу.

Для усиления давления контакт снабжен пружиной. Ширина контактных пластин 3 мм. Увеличение этого размера резко ухудшает согласование.

Зазор между ротором и корпусом не превышает 0,05 мм, благодаря чему обеспечивается емкостной контакт по внешнему проводнику коаксиала.

Переключатель снабжен кулачковым фиксатором с установкой на два положения. Упоры фиксатора регулируемые, это дает возможность юстировать переключатель при сборке.

В табл. 1 приведены результаты измерения КСВН четырех образцов коаксиальных переключателей в диапазоне частот 1000—4000 Мгц. Измерялся КСВН обоих каналов переключателей.

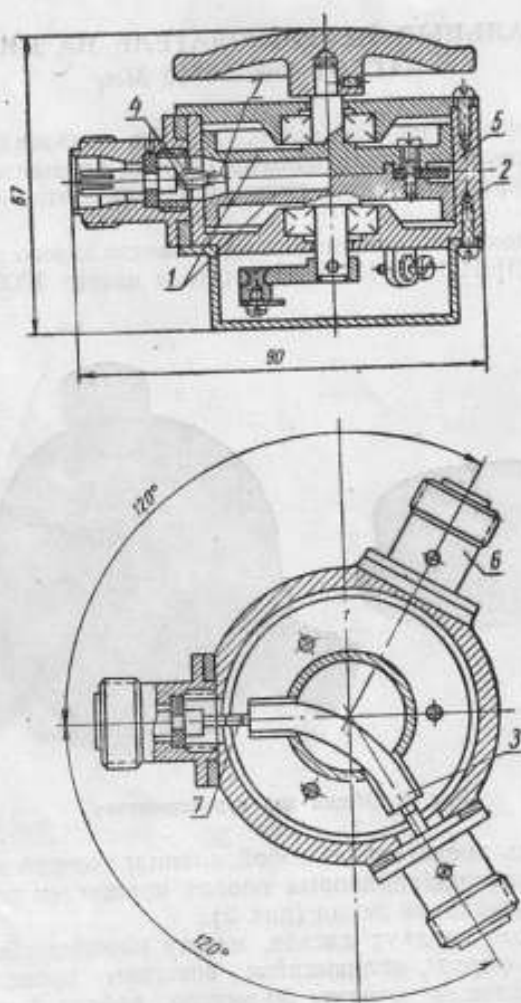


Рис. 2. Чертеж переключателя

Таблица 1

Номер переключателя	Номер канала	Измерение	Частота, Мгц			
			1000	2000	3000	4000
1	I	1-е	1,07	1,12	1,18	1,18
		2-е	1,06	1,13	1,16	1,17
	II	1-е	1,03	1,08	1,12	1,04
		2-е	1,04	1,07	1,11	1,05

Продолжение

Номер переключателя	Номер канала	Измерение	Частота, Мгц			
			1000	2000	3000	4000
2	I	1-е	1,08	1,11	1,13	1,20
		2-е	1,07	1,10	1,12	1,19
	II	1-е	1,07	1,11	1,13	1,07
		2-е	1,06	1,11	1,12	1,06
3	I	1-е	1,04	1,08	1,10	1,15
		2-е	1,05	1,07	1,09	1,16
	II	1-е	1,03	1,08	1,15	1,18
		2-е	1,04	1,09	1,13	1,16
4	I	1-е	1,09	1,14	1,14	1,14
		2-е	1,08	1,12	1,15	1,16
	II	1-е	1,07	1,11	1,14	1,20
		2-е	1,07	1,10	1,14	1,18

Из табл. 1. видно, что КСВН переключателей не превосходит 1,2 во всем диапазоне частот.

КСВН переключателя на более высоких частотах резко ухудшается.

Таблица 2

Частота Мгц	4300	4500	4700	5000	5500	6000
КСВН	1,15	1,19	1,27	1,32	1,56	1,60

Испытание переключателей дало следующие результаты: повторяемость при многократных переключениях не хуже 0,02 дБ; экранировка между каналами не менее 50 дБ; вносимые потери не превосходят 0,2 дБ и одинаковы по обоим каналам с точностью $\pm 0,05$ дБ.

Таким образом, приведенная простая конструкция переключателя обеспечивает удовлетворительные электрические параметры.

ИЗГОТОВЛЕНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ УСТРОЙСТВ МЕТОДОМ ГАЛЬВАНОПЛАСТИКИ

Методы гальванопластики дают возможность сравнительно простыми средствами в лабораторных условиях изготавливать волноводные детали с большой степенью точности и с чистотой поверхности не хуже 10 класса.

Вопросу применения гальванопластики в различных отраслях промышленности и, в частности, для производства волноводных деталей посвящена обширная литература (см. например, [1, 2]).

Нами применялись наиболее простые, легко осуществимые в лабораторных условиях методы изготовления волноводных деталей из меди и никеля*.

Помимо экономической выгоды, основным преимуществом гальванопластики является возможность изготовления деталей сложного профиля при замене обработки внутренних поверхностей изделия наружной обработкой оправки, на которую наращивается металл нужной толщины. Придерживаясь терминологии, принятой в промышленности [1], оправку для наращивания металла будем называть формой. В зависимости от сложности внутреннего сечения изделия и желаемой чистоты поверхности выбирается материал, конструкция и технология изготовления формы.

От качества формы в значительной степени зависит качество изготовленной в этой форме детали. По принципу использования формы можно разделить на две группы: возвратные или постоянные и разрушаемые.

1. ВОЗВРАТНЫЕ ФОРМЫ

В качестве материала для возвратных форм использовалась нержавеющая сталь. Лучшие результаты были получены при применении стали марки 1X18H9.

При изготовлении форм для наращивания волноводов прямоугольного и круглого сечения, если это допустимо для изготавливаемого изделия, следует делать по длине формы небольшое сужение в пределах допуска на разброс поперечного сечения. Это облегчает дальнейшее удаление формы.

Если необходимо точное сохранение поперечного сечения вдоль волновода, то следует уделять особое внимание параллельности сторон или сохранению диаметра по длине формы. Отклонение от параллельности или изменение диаметра по длине не должно превышать 5 мк.

Обработка формы проводится по классу чистоты поверхности, который желательно получить в готовом изделии. Углы формы должны быть закруглены в пределах допуска закругления у изготавливаемого изделия.

Наибольшая возможная длина возвратных форм зависит от прочности стали и величины поперечного сечения волновода.

* В освоении методов гальванического изготовления волноводных изделий принимали большое творческое участие работники ХГИМИП В. А. Алферов и К. П. Кривчиков.

На рис. 1 показаны возвратные формы из нержавеющей стали для изготовления волноводов прямоугольного сечения. На рис. 2 показана разъемная форма для изготовления двойного тройника и формы для изготовления плавных переходов между прямоугольными волноводами различного сечения.

Перед загрузкой в ванну для наращивания металла форма обезжиривается венской известью и тщательно промывается. Части формы, на которых нежелательно наращивание металла, например, торцы покрываются цапновым лаком.

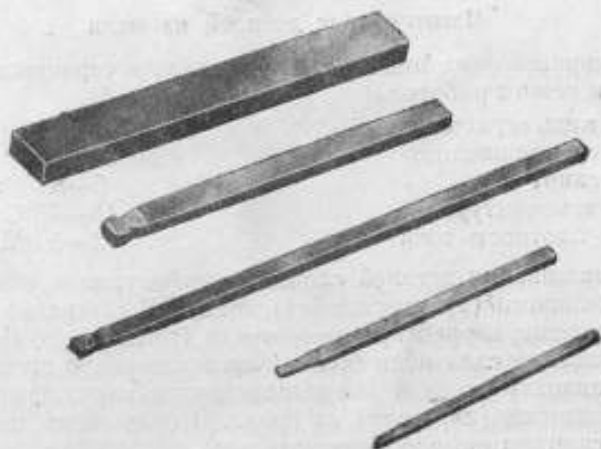


Рис. 1 Возвратные формы для изготовления прямоугольных волноводов

После нанесения на форму металла нужной толщины проводится грубая опиловка по наружным размерам и с одной стороны легкоплавким припоем припаивается временный упорный фланец. С торцов формы удаляется лак, после чего они смазываются машинным маслом, смешанным с керосином.

Удаление формы производится съемником любого типа. Наиболее удобно пользоваться для удаления формы малым гидравлическим прессом с приспособлением для испытания деталей на разрыв (например,



Рис. 2 Разъемная форма для изготовления двойного тройника

пресс модели Г-11). Для закрепления съемника на форме с одной стороны имеются приспособления в виде запила, внутренней или наружной резьбы (рис. 1 и 2).

По мере удаления формы в освободившуюся часть изделия вливают небольшое количество машинного масла. После удаления формы от изделий отпаивается упорный фланец и проводится дальнейшая необходимая механическая обработка наружных поверхностей.

Не следует долго хранить изделия вместе с формой после наращивания, так как это затрудняет удаление формы.

Изготовление деталей из меди

Для наращивания меди нами применялась сернокислая ванна. Состав ванны и режим работы:

медь сернокислая	200—250 г/л
серная кислота	60—70 »
спирт	5—8 »
температура	18—25°C
плотность тока	3—5 а/дм ²

При наращивании деталей сложной конфигурации обязательно применение подвижного (вращающегося) катода. Фильтрация ванны—один-два раза в неделю; корректировка обычная (согласно [3, 4] или [8]).

При нанесении слоя меди более 1 мм желательно проводить промежуточную опиловку изделия для выравнивания наружной поверхности и удаления дендритов (наростов) на краях. В правильно скорректированной ванне дендриты обычно незначительны.

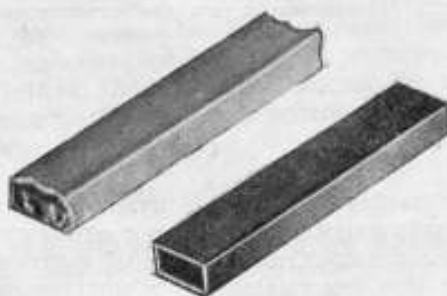


Рис. 3. Форма для изготовления волновода после извлечения ее из ванны

На рис. 3 показана форма для изготовления волновода сечением 8 на 17 мм, сфотографированная сразу после извлечения ее из ванны. Рядом — отрезок волновода того же сечения после наружной опиловки и удаления формы.

Для деталей, имеющих выступы и острые углы, желательно применение экранов [3].

По окончании наращивания деталь промывается в слабом щелочном растворе, а затем в проточной воде.

Наращивание толстых слоев меди можно проводить с перерывами. В перерывах желательно хранить изделие в воде или в слабом щелочном растворе. Перед очередным наращиванием производится наружная опиловка, обезжиривание и обязательное декапирование в 10%-ном растворе серной кислоты (5—10 мин.).

При изготовлении гальванических изделий, имеющих прямой угол сочленения (например, *E* и *H* — плечи у двойного тройника), необходимо принять меры для усиления механической прочности в месте сочленения. Дело в том, что при нанесении толстого слоя металла в месте прямого угла возникает трещина, ослабляющая механическую прочность соединения.



Рис. 4а

Поэтому после нанесения слоя толщиной 0,5 мм в месте прямого угла необходимо создать закругление, например, путем установки небольшого медного уголка или путем обкручивания места стыка медной проволокой или лентой, как это показано на рис. 4а. Затем (после обезжиривания и декапирования) наращивают последующий слой меди толщиной также

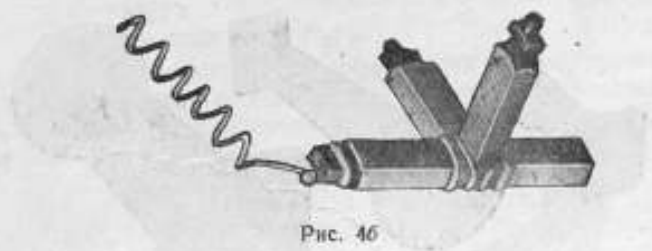


Рис. 4б

около полумиллиметра. На рис. 4б показан тот же тройник после повторного нанесения меди.

Вслед за тем проводится наружная опиловка, в результате которой в месте прямого угла получается закругление, а проволока в остальных

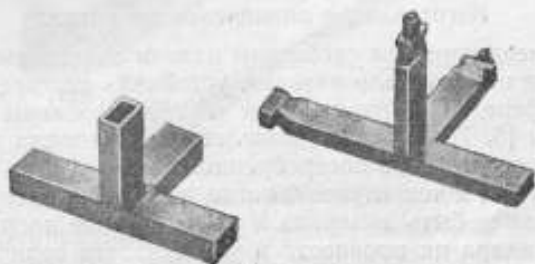


Рис. 4в

местах спиливается. Наконец, окончательно наносится медь до желаемой толщины. На рис. 4в показан тройник после полного нанесения металла, опиловки и удаления формы. Рядом показана форма, на которой нара-

щивался тройник. На рис. 5 изображены изготовленные гальванопластические полуфабрикаты: двойные тройники, отрезок волновода и переход с одного сечения волновода на другое. Хорошо видно полученное гальванопластически утолщение в местах сочленения под прямым углом.

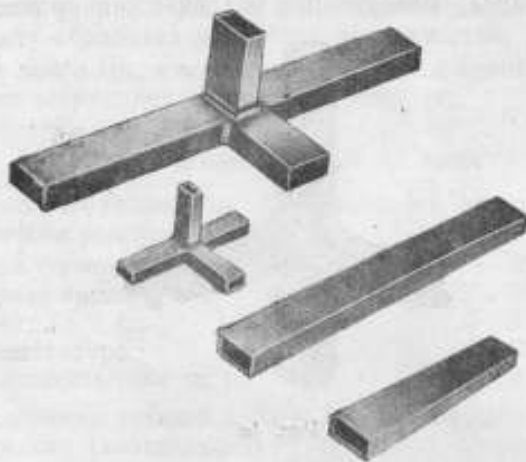


Рис. 5. Изготовленные тройники

На рис. 6 приведены плавные переходы, изготовленные гальванически. Фланцы припаяны.

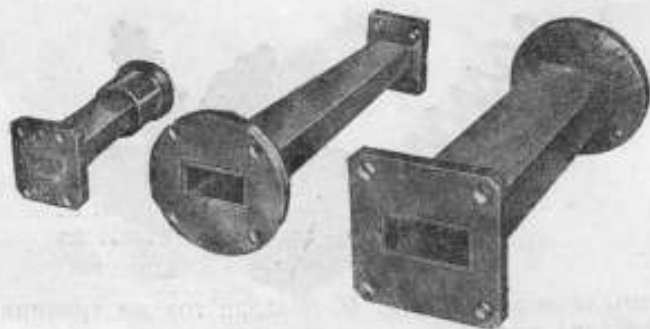


Рис. 6. Плавные переходы

Изготовление волноводов из никеля

По своим механическим свойствам никель значительно превосходит медь. Химически никель мало активен, устойчив по времени даже во влажной атмосфере. По приведенным у нас измерениям [9] и по литературным данным [6, 7] затухание никелевого волновода примерно в два раза больше, чем у медного посеребренного.

Таким образом, в тех случаях, когда затухание волновода не играет роли или оно может быть измерено и учтено в виде поправки, никелевые волноводы благодаря их прочности и устойчивости величины затухания во времени следует предпочесть медным и даже серебряным.

В калориметрах, где особенно важна тепловая развязка поглощающей насадки, наиболее удобно применять никелевые волноводы, так как при одинаковой прочности теплопроводность вдоль никелевого волновода в 30—40 раз меньше медного.

Твердость гальванически наращенного никеля больше или соизмерима с твердостью формы из хромоникелевой стали. Поэтому удаление формы крайне затруднительно и приводит к порче как волновода, так и самой формы. Для сохранения волновода и возвратной формы ее размеры при изготовлении делают на 10—20 мк меньшими, а перед нанесением никеля наносят подслоем меди до восстановления размеров формы. Для обеспечения необходимой чистоты внутренней поверхности никелевого волновода форма после нанесения медного подслоя полируется.

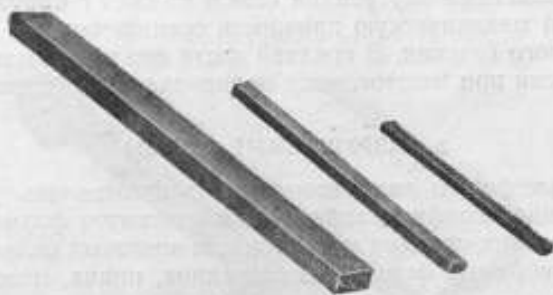


Рис. 7. Никелевые волноводы

При наращивании никеля применялась ванна следующего состава и режима работы:

никель сернокислый	240 г/л
натрий хлористый	20 *
борная кислота	30 *
pH	5,6—6
температура	45—50°C
плотность тока	4—5 а/дм ²

Для устранения механических деформаций в слое, приводящих к его отслаиванию, необходимо поддерживать температуру ванны при наращивании в пределах $\pm 1^\circ\text{C}$. Перерывы тока при наращивании никеля недопустимы.

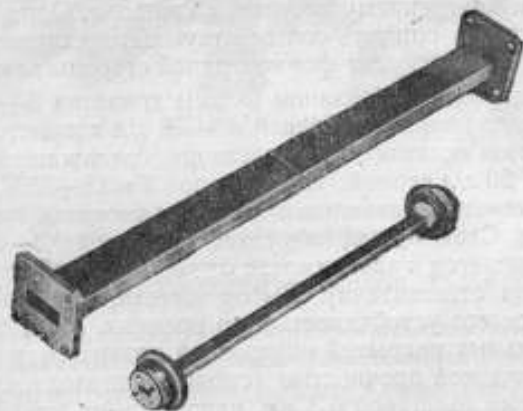


Рис. 8. Волноводы с припаянными фланцами

Для удаления формы из тонкостенных никелевых волнопроводов желательно вместо припайки упорного фланца впаивать волновод по всей его длине легкоплавким припоем в железную оправку соответствующего сечения.

Медный подслоем удаляется химически в ванне, состоящей из 100 г/л водного раствора хромового ангидрида и 20 г/л серной кислоты.

На рис. 7 и 8 показаны никелевые волноводы различного сечения с

толщиной стенок 0,2—0,4 мм (латунные фланцы припаяны после изготовления волновода).

При необходимости изготовления волновода большей длины, чем длина имеющейся формы или чем размеры применяемой ванны, наращивание может производиться несколько раз. Для этого в уже изготовленный волновод на длину 5—10 мм одним концом вставляется форма, затем на свободный конец формы и на отрезок волновода длиной 15—20 мм проводят наращивание металла. Полученный таким образом волновод имеет практически незаметный внутренний шов и манжет с наружной стороны, обеспечивающий механическую прочность соединения. На рис. 8 показан волновод большого сечения. В средней части его виден манжет, полученный гальванически при изготовлении волновода в два приема.

2. РАЗРУШАЕМЫЕ ФОРМЫ

Разрушаемые формы дают возможность изготавливать детали более сложной внутренней конфигурации. К ним относятся формы выплавляемые (из легкоплавких сплавов металлов или восковых сплавов) и вытравляемые или растворимые формы (из алюминия, цинка, пластмассы и др.).

Формы из легкоплавких металлов после выплавления оставляют на стенках изделия трудно удаляемый тонкий слой полуды и поэтому не могут быть рекомендованы для изготовления ответственных деталей.

Из вытравляемых форм нами использовались преимущественно алюминиевые с последующим их вытравлением в концентрированной щелочи. Внутренняя поверхность изделий при этом, как правило, получается хуже, чем в процессе применения возвратных форм из стали. Кроме того, разрушаемые формы из алюминия менее экономичны в сравнении с возвратными. Однако, в ряде случаев, когда требуется изготовление единичных деталей и особенно деталей сложного профиля, применение алюминиевых форм вполне оправдано.

В качестве примера приведем разработанную нами технологию изготовления направленных ответвителей.

Изготавливаются две прямоугольные формы из алюминия марки А-1 с сечением, равным внутреннему сечению волновода. Одна форма по узкой стороне изгибается на оправке соответствующего диаметра. Затем обе формы полируются. Изогнутая форма с одной стороны покрывается лаком.

После обезжиривания бензином формы травятся 30—60 сек. в 10%-ном растворе едкого натра с добавкой 30—40 г/л хлористого натрия. После промывки формы осветляются в растворе, содержащем 100 г/л хромового ангидрида и 20 г/л серной кислоты, при $T=18-25^{\circ}\text{C}$ на протяжении 2—3 мин. Затем они промываются и завешиваются под током в ванну для нанесения никеля. Слой никеля наносится толщиной 0,3—0,35 мм (толщина покрытия выбирается в зависимости от необходимой толщины смежной стенки волноводов ответвителя). Выбор никеля, как уже было сказано выше, объясняется его устойчивостью во времени, отсутствием необходимости дополнительных покрытий внутренней поверхности волновода, значительной механической прочностью (стенка волновода из гальванически осажденного никеля толщиной 0,3 мм, например, по механическим свойствам аналогична медной стенке толщиной 1 мм).

С одной стороны ровной формы никелевый слой шлифуется и полируется. Затем по кондуктору высверливаются отверстия связи необходимого диаметра. Подготовленные таким образом для дальнейшего наращивания металла формы показаны справа на рис. 9.

Далее обе формы склеиваются вместе цапоновым лаком так, чтобы защищенная ранее лаком от покрытия сторона изогнутого волновода припаялась над отверстием связи.

Для обеспечения электрического контакта и более крепкого прижатия формы обматываются несколькими витками медной проволоки диаметром 0,3—0,7 мм. После обезжиривания венской известью и декопирования в 10%-ном растворе серной кислоты формы завешиваются в ванну для нанесения медного слоя до толщины 1,5—2 мм. Вытравливание алюминия проводится в горячем концентрированном растворе едкой щелочи. Готовый ответвитель с припаянными фланцами показан на рис. 9 слева.



Рис. 9. Направленный ответвитель

На рис. 10 показаны изготовленные из меди по вытравляемым алюминиевым формам волноводные переходы с круглого на прямоугольное сечение, переходы с изгибом на 45° и изгибы в E - и H -плоскостях.



Рис. 10. Детали волноводов, изготовленные из меди по вытравляемым алюминиевым формам

3. КОМБИНИРОВАННАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ

Приведенная выше технология изготовления ответвителей по вытравляемым формам обладает некоторыми существенными недостатками.

Необходимость изготовления отдельных алюминиевых форм для каждого ответвителя и индивидуальное сверление отверстий связи затрудняет изготовление идентичных ответвителей, особенно по величине переходного ослабления. Кроме того, небольшие помятости смежной стенки волноводов и трудно удаляемые заусенцы, получающиеся при сверлении отверстий связи, приводят к увеличению КСВН прямого и бокового плеч ответвителей.

Для устранения этих недостатков нами была разработана технология изготовления отверстий связи гальваническим методом по трафарету из изоляционного материала. Через трафарет на предварительно омеднен-

ную форму из нержавеющей стали гальванически наносится медь. При этом на форме получаются медные выступы, соответствующие размерам и конфигурации будущих отверстий связи. После снятия трафарета форма покрывается слоем никеля нужной толщины, затем форма из нержавеющей стали удаляется, а медь вытравливается в растворе хромового ангидрида. При этом в никелевом волноводе получаются отверстия, в точности соответствующие отверстиям применяемого трафарета.

Такой способ получения отверстий связи дает возможность применить комбинированный метод изготовления ответвителей. Прямые участки волноводов ответвителя изготавливаются по возвратным формам и только участок изгиба бокового плеча изготавливается по вытравляемой форме.

Приведем методику и последовательность операций при изготовлении ответвителя.

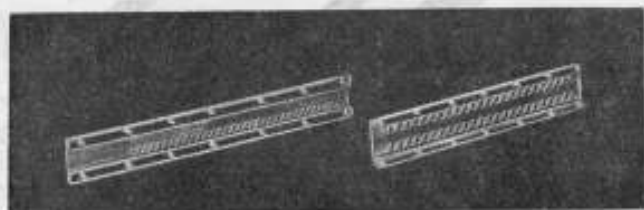


Рис. 11. Трафареты для изготовления ответвителей

Изготовление изгиба. Из алюминия вытачивается кольцо с сечением, равным сечению изготавливаемого волновода. Кольцо покрывается никелем (см. разд. 2) толщиной 0,3 мм, распиливается на три части и вытравливается алюминий. Один край полученного никелевого изгиба заостряется и на него наносится медь толщиной около 10 мк.

Изготовление волновода ответвителя с отверстиями связи. Для гальванического изготовления отверстий связи делается трафарет из органического стекла. Ширина паза трафарета равна ширине внутреннего размера волновода. Толщина стенки 1 мм; в ней высверливаются отверстия нужного диаметра. Стенки отверстий полируются. Фотография трафаретов для изготовления ответвителей приведена на рис. 11.

Для изготовления основного волновода применяется форма из нержавеющей стали. Сечение формы делается примерно на 0,2 мм меньшим, чем необходимо для получения волновода. На форму наносится медь до восстановления нужного сечения. Наружная поверхность меди полируется. На омедненную форму накладывается трафарет, предварительно смазанный раствором канифоли в спирте. Трафарет крепится к форме нитками и затем вся форма (за исключением части, закрытой трафаретом) изолируется цапоновым лаком. Далее проводится наращивание меди в отверстия трафарета, для чего форма завешивается в серноокислую ванну меднения. Толщина нанесения меди выбирается несколько больше необходимой толщины смежной стенки волноводов ответвителя.

После нанесения меди с формы удаляется лак и аккуратно снимается трафарет. При этом на месте будущих отверстий связи формы остаются медные «пяточки». Фотография формы со снятым трафаретом приведена на рис. 12. Конец подготовленной таким образом формы вставляется в изготовленный ранее никелевый изгиб и проводится наращивание никеля на форму и омедненный конец изгиба. Никель наносится до получения желаемой толщины смежной стенки волноводов.

После наращивания никеля проводится опиловка той стороны формы, на которой нарощены медные «пяточки», до их оголения, затем нике-

левая поверхность окончательно шлифуется и полируется. После этого удаляется форма и в растворе хромового ангидрида вытравляется медь (см. разд. 1).

Фотография никелевого волновода с полученными гальванически отверстиями связи приведена на рис. 13.

Изготовление второго волновода ответвителя. Второй волновод ответвителя изготавливается также из никеля по возвратной форме (как описано в разд. 1). При этом одна сторона формы перед нанесением никеля закрашивается цапоновым лаком на участке, где в последующем соединяются волноводы. Толщина наносимого слоя никеля около 0,3 мм. После нанесения форма удаляется, а медь вытравливается, как и в предыдущем случае. При этом получается никелевый волновод, у которого на нужном участке отсутствует одна стенка. Второй никелевый волновод также приведен на рис. 13.



Рис. 12. Форма со снятым трафаретом

Сборка и сращивание волновода ответвителя. Оба волновода ответвителя складываются вместе так, чтобы стенка с отверстиями связи первого волновода оказалась общей для обоих волноводов. Волноводы скрепляются между собой медной проволокой диаметром 0,5—0,7 мм и поме-



Рис. 13. Никелевый волновод с отверстиями связи

щаются в ванну для наращивания меди. Медь наращивается одновременно на оба волновода до толщины около 2 мм, что обеспечивает достаточную механическую жесткость ответвителя.

После наружной опиловки припаиваются фланцы ответвителя и вставляется поглощающая нагрузка. Для облегчения установки нагрузки небольшой участок никелевого волновода, не закрываемый вторым волноводом, перед нанесением меди закрашивается цапоновым лаком.

Фотография общего вида ответвителя, изготовленного описанным методом, приведена на рис. 14.

4. ЗАЩИТНЫЕ ПОКРЫТИЯ

В качестве защитного покрытия внутренних поверхностей гальванически изготовленных из меди волноводных деталей нами применялись покрытия палладием или родием.

Тонкий слой палладия толщиной 0,2—0,5 мк или родия толщиной 0,1—0,2 мк благодаря беспористости покрытия хорошо предохраняет медь

от окисления, практически не увеличивая затухания и существенно не искажая внутренних размеров изделия. Кроме того, тонкий слой палладия или родия не требует полировки.

Палладирование проводилось в фосфатных ваннах, состав которых приведен в [3]. Родирование проводилось в ванне, состав и режим работы которой даны в [8].

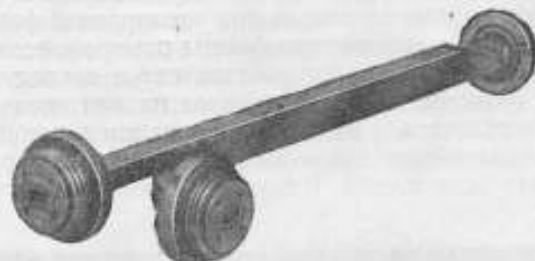


Рис. 14. Общий вид ответвителя

Для наружного декоративного покрытия, а также внутреннего покрытия деталей, к которым не предъявляются повышенные требования чистоты поверхности и стабильности затухания во времени, нами успешно применялось бесцианистое серебрение по меди и латуни [5].

Литература

1. Казначей Б. Я. Гальванопластика в промышленности, М., Изд-во местной промышленности РСФСР, 1955.
2. Harvey A. F. The electroforming of components and instruments for millimetre wavelengths, The Proc. of the IEE, v. 102, 1955, № 2, p. 223—230.
3. Бахвалов Б. Г., Биркчан Л. Н., Лабути В. П. Справочник гальваностегии, М., Metallurgizdat, 1954.
4. Краевский П. Б., Адамович Л. П. Контроль электролитов гальванических ванн и покрытий, М., Metallurgizdat, 1941.
5. Бойцов А. В., Бойцова Г. Ф. и Авдонина Н. А. Благородные металлы, М., Metallurgizdat, 1946.
6. Maxwell. Conductivity of metallic surfaces at microwave frequencies. J. of Appl. Phys., v. 18, 1947, p. 629—638.
7. Benson F. A. Attenuation in nickel and mildsteel waveguides at 9375 mc/s. Proc. IEE, 1955, p. III, № 69, p. 98.
8. Лайнер В. И., Кудрявцев Н. Г. Основы гальваностегии, М., Metallurgizdat, ч. I, 1953, ч. II, 1957.
9. Ахнезер А. Н. Измерение малых ослаблений в волноводах. Настоящий сборник трудов, стр. 65.

ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

Faint, illegible text at the top of the page, possibly a header or introductory paragraph.



Second block of faint, illegible text, appearing as a separate section or paragraph.

Third block of faint, illegible text, continuing the content of the page.

Fourth block of faint, illegible text, appearing as a distinct section.

Fifth block of faint, illegible text, continuing the narrative or list.

Sixth block of faint, illegible text, appearing as a separate section.

Seventh block of faint, illegible text, continuing the content.

Eighth block of faint, illegible text at the bottom of the page.

ПРИМЕНЕНИЕ ДИОДНОГО ВОЛЬТМЕТРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ

При анализе работы диодного вольтметра, измеряющего импульсы высокочастотного напряжения, обычно учитывают зависимость показаний вольтметра от постоянной времени нагрузки диода [1] и не учитывают влияние вольтамперной характеристики диода на показания вольтметра.

В статье [3] вольтамперная характеристика диода аппроксимируется линейно-ломаной кривой и устанавливается зависимость угла отсечки и протектированного напряжения от параметров измеряемых в-ч импульсов; однако такая аппроксимация для диодных вольтметров, работающих с большими сопротивлениями нагрузки, не соответствует реальной характеристике диода, являющейся в действительности экспонентой.

О показаниях компенсационного диодного вольтметра при измерении напряжения в-ч импульсов с учетом экспоненциальной вольтамперной характеристики диода говорится в книге [2], однако этому вопросу там уделено мало внимания.

В настоящей статье делается попытка установить связь между амплитудой напряжения в в-ч импульсе и показаниями диодного вольтметра с автоматическим смещением, градуированного на незатухающем синусоидальном напряжении.

Известно, что при больших сопротивлениях нагрузки диода, применяемых в диодных вольтметрах, вольтамперная характеристика диода описывается уравнением вида

$$i = Ae^{ku} \quad (1)$$

Известно, что уравнение диодного вольтметра, связывающее мгновенное значение измеряемого напряжения с протектированным напряжением $u =$ при вольтамперной характеристике диода (1) имеет вид

$$u - e^{ku} = AR \frac{1}{T} \int_0^T e^{ku} dt \quad (2)$$

В случае измерения синусоидального напряжения уравнение (2) принимает вид

$$u - e^{ku} = AR I_0(kU_m) \quad (3)$$

где

U_m — амплитуда измеряемого напряжения;
 $I_0(kU_m)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.
 Равенства (2) и (3) справедливы, если постоянная времени нагрузки детектора настолько велика, что переменной составляющей напряжения на емкости можно пренебречь.

Если вольтметр проградуирован на синусоидальном напряжении и его показания равны U_m , то, как видно из равенств (2) и (3), они связаны с мгновенным значением измеряемого несинусоидального напряжения равенством

$$I_0(kU_m) = \frac{1}{T} \int_0^T e^{ku} dt. \quad (4)$$

Равенство (4) позволяет вычислить показания диодного вольтметра, проградуированного на синусоидальном напряжении, при подведении к нему напряжения любой формы, в том числе высокочастотных импульсов.

Напряжение в.ч. импульса представим в виде

$$u = \begin{cases} U \cos \omega t & 0 < t < qT \\ 0 & qT < t < T, \end{cases} \quad (5)$$

где

T — период повторения импульсов;

$qT = \tau$ — длительность импульса.

Подставляя (5) в (4) и обозначая $kU = x$ и $kU_m = y$, получим

$$I_0(y) = 1 + q[I_0(x) - 1]. \quad (6)$$

Равенство (6) дает связь между показаниями вольтметра y , измеряемым напряжением x и скважностью q .

Зависимость y от q при различных x показана на рис. 1.

Аргумент функции Бесселя $I_0(y)$ для $y > 10$ может быть приближенно выражен равенством.

$$y = z + \ln \frac{I_0(y)}{I_0(z)}, \quad (7)$$

где z — произвольная величина, близкая к y .

Подставляя в равенство (7) $z = x$, $I_0(y)$ из равенства (6), получаем

$$y = x + \ln \left[q + \frac{1-q}{I_0(x)} \right]. \quad (8)$$

Равенство (8) позволяет вычислять показания диодного вольтметра при измерении напряжения x , имеющего скважность q .

При $x \gg \ln \frac{1}{q}$ равенство (8) принимает вид

$$y = x + \ln q. \quad (9)$$

Равенства (8) и (9) справедливы в том случае, если постоянная времени нагрузки очень велика и на емкости отсутствуют пульсации выпрямленного напряжения, как с частотой заполнения импульса, так и с частотой следования импульсов.

В том случае, когда пульсациями напряжения с частотой следования импульсов на емкости пренебречь нельзя, как следует из кни-

ги [1], среднее значение протектированного напряжения уменьшается по сравнению с напряжением u_- , которое имело бы место при отсутствии пульсаций на величину

$$\Delta u_- = \frac{u_-}{1 + \frac{q}{1-q} \cdot \frac{\tau_p}{\tau_s}} \quad (10)$$

где

τ_s — постоянная времени заряда;
 τ_p — постоянная времени разряда.

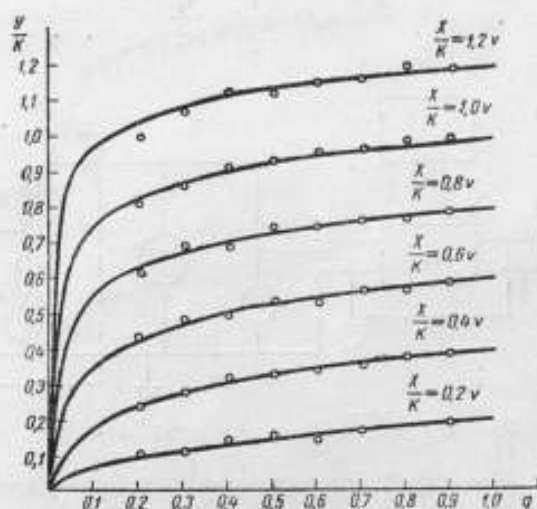


Рис. 1. График зависимости показаний вольтметра от скважности

Как следует из работы [4], уменьшение выпрямленного напряжения вызывает соответствующее уменьшение показания диодного вольтметра на величину

$$\Delta y = \frac{I_0(y)}{I_1(y)} \cdot \frac{1 + ku_-}{u_-} \Delta u_- \quad (11)$$

Подставляя значение Δu_- из формулы (10) в равенство (11), получаем

$$\Delta y = \frac{I_0(y)}{I_1(y)} \cdot \frac{1 + ku_-}{1 + \frac{q}{1-q} \cdot \frac{\tau_p}{\tau_s}} \quad (12)$$

Вводя обозначения $z = y - \Delta y$ и $w = ku_-$, получаем

$$z = y - \Delta y = y \left[1 - \frac{I_0(y)}{I_1(y)} \cdot \frac{1 + w}{1 + \frac{q}{1-q} \cdot \frac{\tau_p}{\tau_s}} \right] \quad (13)$$

Подставляя в (13) y из (8), можно получить равенство, связывающее показания вольтметра z с измеряемым напряжением x и скважностью q .

Для случаев, когда $q \ll 1$ и $y > 10$, что соответствует $U_m > 1 + 2\sigma$,

$$\frac{I_0(y)}{y I_1(y)} \cdot (1 + w) \approx 1.$$

Равенство (13) с учетом равенства (9) принимает вид

$$z = \frac{x + \ln q}{1 + \frac{1}{q} \cdot \frac{\tau_a}{\tau_p}} \quad (14)$$

или

$$U_m = \frac{z}{k} = \frac{U + \frac{\ln q}{k}}{1 + \frac{1}{q} \cdot \frac{\tau_a}{\tau_p}} \quad (15)$$

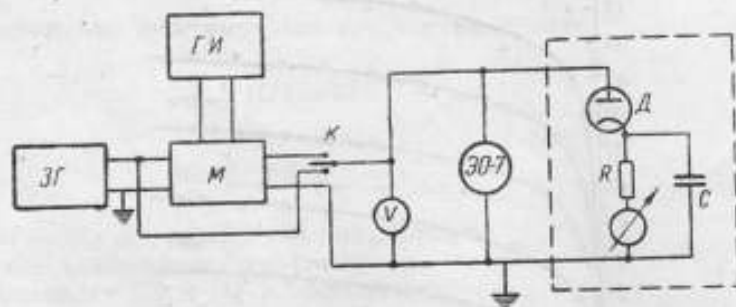


Рис. 2. Схема экспериментальной установки

Измерение постоянной времени цепи заряда конденсатора τ_c удобно производить, подавая на вход вольтметра импульсы в.ч. напряжения достаточной длительности и наблюдая на осциллографе кривую заряда емкости. Если на эту кривую наложены метки времени, то не представляет труда вычислить τ_c . В некоторых случаях такое наблюдение может быть затруднено тем, что из-за большой постоянной времени цепи разряда пульсации напряжения на емкости оказываются малыми и чувствительности осциллографа может оказаться недостаточно.

В этом случае целесообразно емкость периодически разряжать с помощью поляризованного реле, включенного параллельно емкости и возбуждаемого от сети.

При таком методе измерения на диод следует подавать незатухающее в.ч. напряжение.

Достоинством описанного приема измерения является то, что он позволяет измерять τ_c непосредственно при действии на диод напряжения высокой частоты и, следовательно, автоматически учитывает все особенности работы диода на высокой частоте, включая и пролетные явления.

Исследование зависимости внутреннего сопротивления диода от частоты описанным методом может быть полезно при изучении частотной погрешности диодных вольтметров.

Для экспериментальной проверки равенства (6) была собрана схема, изображенная на рис. 2.

В этой схеме диод D , сопротивление R , микроамперметр и емкость C представляют собой макет диодного вольтметра, на котором проверяется справедливость равенства (6); $ГИ$ — генератор импульсов, которыми модулируется высокочастотное напряжение, $ЗГ$ — задающий генератор.

В.ч. импульсы, получаемые от модулятора M , подводятся к макету диодного вольтметра.

Необходимая амплитуда в.-ч. импульса X устанавливается по размеру изображения на экране осциллографа ЭО-7. Для этого на осциллограф предварительно подают немодулированное напряжение с амплитудой, равной необходимой амплитуде в.-ч. импульса, и замечают размеры изображения на экране.

После установления необходимой амплитуды импульса замечают показания микроамперметра.

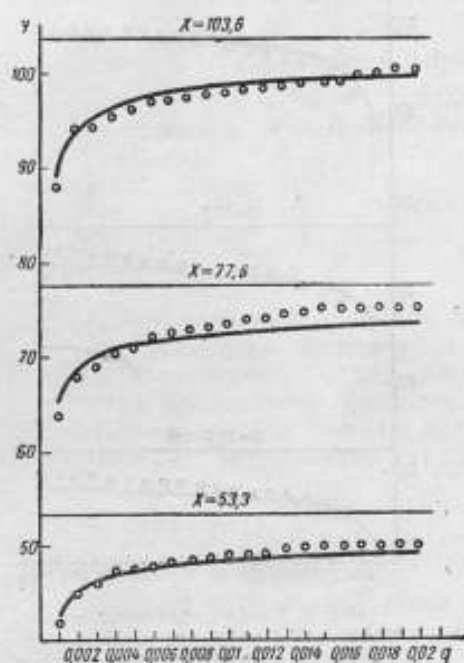


Рис. 3. График зависимости показаний измерителя начального уровня от скважности при частоте 200 Мгц

Затем с помощью переключателя K к вольтметру подводится непрерывное в.-ч. напряжение, значение которого устанавливается таким, чтобы показания микроамперметра были равны замеченным ранее. Это напряжение соответствует u в формуле (6).

В макете диодного вольтметра использовался диод 2Д1С, у которого $k=10$. Частота следования импульсов была 100 гц, частота заполнения 60 кгц.

Как видно из рис. 1, расхождения между расчетными кривыми и результатами эксперимента (точки) не превышают 5% и носят случайный характер. Эти расхождения могут быть объяснены погрешностями эксперимента, имеющими величину порядка 5-10%.

Для проверки равенства (15) были использованы генераторы ГСС-15А и ГСС-15Б, работающие в импульсном режиме; диодным вольтметром, на котором проверялось равенство (15), был измеритель выхода этих генераторов.

При эксперименте амплитуда напряжения в.-ч. импульса поддерживалась неизменной, а скважность изменялась и замечались показания измерителя начального уровня.

Постоянная времени заряда τ , измерялась описанным методом.

На рис. 3, 4, 5 изображены кривые, рассчитанные по формуле (15) для частот 200, 1000 и 2000 Мгц; точками изображены результаты эксперимента.

Из этих рисунков видно, что расхождения между расчетными кривыми и результатами эксперимента нигде не превышают 5%. Расхождение на частоте 2000 Мгц больше, чем на более низких частотах.

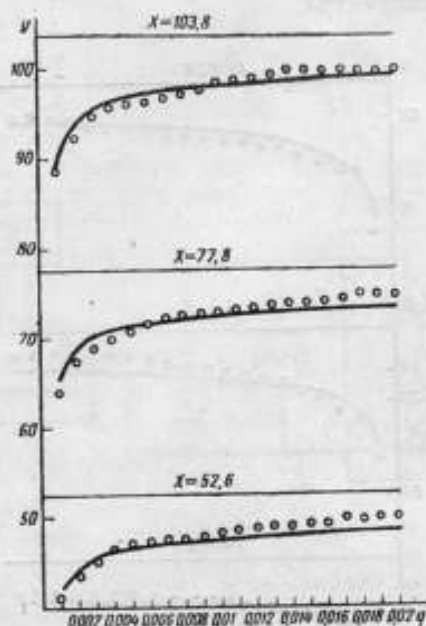


Рис. 4. График зависимости показаний измерителя начального уровня от скважности при частоте 1000 Мгц

Это объясняется, очевидно, тем, что на столь высокой частоте вольт-амперная характеристика диода начинает отклоняться от экспоненциального закона, вследствие пролетных явлений в диоде.

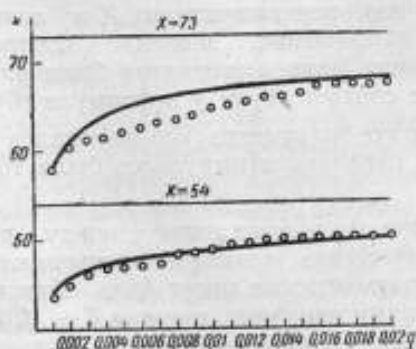


Рис. 5. График зависимости показаний измерителя начального уровня от скважности при частоте 2000 Мгц

Из равенства (13) видно, что на частотах, при которых пролетные явления в диоде становятся существенными, частотная погрешность диодного вольтметра при измерении импульсно-модулированного на-

прижения будет больше, чем при измерении немодулированного напряжения, так как постоянная времени τ_2 возрастает с ростом частоты.

Относительная величина частотной погрешности диодного вольтметра при измерении напряжения в.ч. импульса может быть найдена из соотношения

$$\frac{\Delta z}{z} = \frac{\frac{dz}{df} \cdot \Delta f}{z} \quad (16)$$

Из равенства (14) найдем $\frac{dz}{df}$. Подставив в формулу (16) z из равенства (14), получим (учитывая, что $\frac{\tau_2}{c} = R_1$ и $\frac{\tau_1}{c} = R$)

$$\frac{\Delta z}{z} = \left(\frac{\frac{dx}{df}}{x + \ln q} - \frac{\frac{dR_1}{df}}{qR + R_1} \right) \Delta f \quad (17)$$

В равенстве (17) первое слагаемое представляет собой частотную погрешность вольтметра при измерении напряжения незатухающих колебаний; второе слагаемое представляет собой частотную погрешность, вызванную зависимостью внутреннего сопротивления диода, а следовательно, и постоянной времени τ_2 от частоты, вследствие пролетных явлений. Эта погрешность имеет место только при измерении напряжения в.ч. импульса.

Литература

1. Ремез Г. А. Курс основных радиотехнических измерений. М., Связьиздат, 1956.
2. Валитов Р. А., Сретенский В. Н. Радиоизмерения на сверхвысоких частотах. М., Воениздат, 1951.
3. Burgess. The response of a linear diode voltmeter to a single and recurrent R. F. impulses of various shapes. The Journal of the Electrical Engineering, vol 95, part III № 34, march 1948.
4. Левин М. М. Влияние нестабильностей в цепи детектора на погрешность диодного вольтметра. Труды института Комитета, сборник 44(104).

ПРИМЕНЕНИЕ ДИОДНОГО ВОЛЬТМЕТРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

В настоящей статье рассмотрена связь между показаниями диодного вольтметра при измерении синусоидальных и несинусоидальных напряжений для общего случая, для случая малых по величине гармоник и для амплитудной модуляции.

1. **Общий случай.** Как известно, вольтамперная характеристика диодов, работающих в диодных вольтметрах, описывается уравнением вида

$$i = Ae^{ku}. \quad (1)$$

Известно также, что выпрямленное напряжение u_{-} связано с мгновенным значением измеряемого напряжения u уравнением

$$u_{-}e^{ku_{-}} = AR \frac{1}{T} \int_0^T e^{ku} dt, \quad (2)$$

где R — сопротивление нагрузки детектора.

В частном случае измерения синусоидального напряжения (2) принимает вид

$$u_{-}e^{ku_{-}} = AR I_0(kU), \quad (3)$$

где $I_0(kU)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка, U — амплитуда измеряемого напряжения.

Из (2) и (3) следует, что, если вольтметр дает одинаковые показания при измерении несинусоидального напряжения u и синусоидального напряжения амплитуды U , то выполняется равенство

$$I_0(kU) = \frac{1}{T} \int_0^T e^{ku} dt. \quad (4)$$

Это равенство позволяет вычислять показания вольтметра, градуированного на синусоидальном напряжении, при подведении к нему периодического напряжения любой формы. Вывод равенства (4) является обобщением метода, предложенного в [1].

Для вычисления интеграла в (4), представим u в виде тригонометрического ряда

$$u = \sum_{l=1}^n U_l \cos(l\tau + \varphi_l), \quad (5)$$

где $\tau = \omega t$.

Не уменьшая общности, можно положить $\varphi_1 = 0$. Обозначая $kU = y$ и $kU_l = x_l$ и подставляя (5) в (4), получаем

$$I_0(y) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{y \sum_{l=1}^n x_l \cos(l\tau + \varphi_l)} d\tau. \quad (6)$$

Представляя подынтегральную функцию в виде произведения экспоненциальных функций и для l от 2 до n используя равенство

$$e^{z \cos \varphi} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} I_p(z) \cos p\varphi, \quad (7)$$

где $I_p(z)$ — модифицированная функция Бесселя p -го порядка, получаем

$$\begin{aligned} I_0(y) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x_l \cos \tau} \prod_{l=2}^n \sum_{p_l=-\infty}^{\infty} I_{p_l}(x_l) \cos(p_l \tau + p_l \varphi_l) d\tau = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x_l \cos \tau} \sum_{p_2} \dots \sum_{p_1} \dots \sum_{p_n} \prod_{l=2}^n I_{p_l}(x_l) \cos(p_l \tau + p_l \varphi_l) d\tau. \end{aligned} \quad (8)$$

Используя формулы произведения косинусов и учитывая, что $I_p(x) = I_{-p}(x)$, получаем

$$\sum_{p_2=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{p_n=-\infty}^{\infty} \prod_{l=2}^n I_{p_l}(x_l) \cos p_l \varphi_l = \sum_{p_2=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{p_n=-\infty}^{\infty} \left[\prod_{l=2}^n I_{p_l}(x_l) \right] \cos \left(\sum_{l=2}^n p_l \varphi_l \right). \quad (9)$$

Подставляя (9) в (8), находим

$$I_0(y) = \sum_{p_2} \dots \sum_{p_n} \prod_{l=2}^n I_{p_l}(x_l) \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x_l \cos \tau} \cos(\sum p_l \tau + \sum p_l \varphi_l) d\tau. \quad (10)$$

Выполняя в (10) интегрирование, получаем окончательно связь между напряжением, подведенным к вольтметру (выраженным в виде тригонометрического ряда) и показаниями вольтметра, проградуированного синусоидальным напряжением

$$I_0(y) = \sum_{p_2=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{p_n=-\infty}^{\infty} \left[\prod_{l=2}^n I_{p_l}(x_l) \right] I_{\sum p_l}(x_l) \cos(\sum p_l \varphi_l). \quad (11)$$

Если в измеряемом напряжении, кроме первой гармоники, присутствует только одна l -я гармоника, (11) принимает вид

$$I_0(y) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} I_p(x_n) I_{np}(x_1) \cos p \varphi_n. \quad (12)$$

2. Измерение напряжения, мало отличающегося от синусоидального. Оценим погрешность измерения амплитуды первой гармоники напряжения диодным вольтметром при наличии в измеряемом напряжении одной, малой по величине, высшей гармоники. Измеряемое напряжение может быть представлено в виде

$$x_1 \cos \omega t + x_m \cos(m\omega t + \varphi_m).$$

Показания вольтметра представим как

$$y = x_1 + \Delta x.$$

Для рассматриваемого случая равенство (12) запишем в виде

$$\begin{aligned} I_0(x_1 + \Delta x) &= I_0(x_m) I_0(x_1) + 2I_1(x_m) I_1(x_1) \cos \varphi_m + \\ &+ 2 \sum_{p=2}^{\infty} I_p(x_m) I_{mp}(x_1) \cos p \varphi_m. \end{aligned} \quad (13)$$

В силу малости x_m можно положить $I_0(x_m) \approx 1$, $I_1(x_m) \approx \frac{x_m}{2}$, а величинной $2 \sum_{p=2}^{\infty} I_p(x_m) I_{mp}(x_1) \cos p\varphi_m$ пренебречь. Кроме того, $I_0(x_1 + \Delta x) \approx I_0(x_1) + I_1(x_1) \Delta x$, поэтому равенство (13) принимает вид

$$I_0(x_1) + I_1(x_1) \Delta x = I_0(x_1) + x_m I_m(x_1) \cos \varphi_m$$

откуда

$$\Delta x = x_m \frac{I_m(x_1)}{I_1(x_1)} \cos \varphi_m \quad (14)$$

Обозначая $\frac{x_m}{x_1} = b_m$, получаем выражение для относительной погрешности

$$\frac{\Delta x}{x_1} = b_m \frac{I_m(x_1)}{I_1(x_1)} \cos \varphi_m \quad (15)$$

Можно показать, что в случае одновременного действия n гармоник, относительная погрешность будет

$$\frac{\Delta x}{x_1} = \frac{\sum_{p=1}^n b_p I_p(x_1) \cos \varphi_p}{I_1(x_1)} \quad (16)$$

Выражения, совпадающие с (15) и (16), были получены одним из авторов ранее более сложным путем [2].

3. Измерение амплитудно-модулированных напряжений. Найдем связь между параметрами амплитудно-модулированного напряжения (напряжение несущей U_0 , коэффициент модуляции m) и показанием вольтметра, проградуированного при синусоидальном напряжении. Мгновенное значение амплитудно-модулированного напряжения выражается равенством

$$u = U_0 \left[\frac{m}{2} \cos(\omega - \Omega)t + \cos \omega t + \frac{m}{2} \cos(\omega + \Omega)t \right] \quad (17)$$

Для упрощения вычислений положим, что отношение несущей частоты к модулирующей есть целое число

$$\frac{\omega}{\Omega} = n. \quad (18)$$

Полученный ниже результат не зависит от этого предположения.

Если, как и выше, обозначить $kU_0 = X$, равенство (17) примет вид

$$ku = x \left[\frac{m}{2} \cos(n-1)\Omega t + \cos n\Omega t + \frac{m}{2} \cos(n+1)\Omega t \right] \quad (19)$$

Правую часть можно рассматривать как тригонометрический ряд вида (5), у которого отличны от нуля x_{n-1} , x_n и x_{n+1} . Для этого ряда равенство (11) примет вид

$$I_0(y) = \sum_{p=n-1}^{\infty} \sum_{p_n} \sum_{p_{n+1}} I_{p_{n-1}} \left(\frac{m}{2} x \right) I_{p_n}(x) I_{p_{n+1}} \left(\frac{m}{2} x \right) I_{(n-1)p_{n-1} + (n+1)p_{n+1}}(0). \quad (20)$$

Так как $I_p(0) \neq 0$ только при $p=0$, в равенстве (20) не равны нулю только те члены, для которых

$$(n-1)p_{n-1} + np_n + (n+1)p_{n+1} = 0. \quad (21)$$

Обозначим $p_{n-1}=p$, $p_n=q$, $p_{n+1}=S$, тогда

$$(n-1)p + nq + (n+1)S = 0, \quad (22)$$

откуда

$$-q = p + S + \frac{1}{n}(p - S). \quad (23)$$

Но, так как p , q и S — целые числа или нуль, то

$$\frac{1}{n}(p - S) = K, \quad (24)$$

откуда

$$p = S - nK; \quad -q = 2S + K(1 - n). \quad (25)$$

Так как $I_q(z) = I_{-q}(z)$, знак перед q можно заменить на обратный. В результате получаем

$$\begin{aligned} p &= S - nK, \\ q &= 2S + K(1 - n), \\ S, K &= 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (26)$$

Итак, учитывая равенства (21), (22), (25) и (26), равенство (20) представим в виде

$$I_0(y) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_{s-nk} \left(\frac{mx}{2} \right) I_{2s+K(1-n)}(x) I_s \left(\frac{mx}{2} \right). \quad (27)$$

Формула (27) дает связь между напряжением несущей x , коэффициентом модуляции m и показаниями вольтметра y . Напишем это равенство в виде

$$\begin{aligned} I_0(y) &= \sum_{s=-\infty}^{\infty} \left[I_s \left(\frac{mx}{2} \right) \right]^2 I_{2s}(x) + \\ &+ 2 \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} I_{s-nk} \left(\frac{mx}{2} \right) I_s \left(\frac{mx}{2} \right) I_{2s+K(1-n)}(x). \end{aligned}$$

Так как всегда $n > 10$, вторым слагаемым можно пренебречь, в результате чего находим

$$\begin{aligned} I_0(y) &= \sum_{s=-\infty}^{\infty} \left[I_s \left(\frac{mx}{2} \right) \right]^2 I_{2s}(x) = I_0(x) \left[I_0 \left(\frac{mx}{2} \right) \right]^2 + \\ &+ 2 \sum_{s=1}^{\infty} I_{2s}(x) \left[I_s \left(\frac{mx}{2} \right) \right]^2. \end{aligned} \quad (28)$$

Это равенство дает связь между показаниями диодного вольтметра и параметрами модулированного напряжения. Так как с ростом номера функции $I_n(x)$ при $x = \text{const}$ ее величина уменьшается, в равенстве (28) достаточно оставить несколько первых членов суммы.

Рассмотрим погрешность измерения напряжения несущей при наличии малой, например, паразитной амплитудной модуляции. При $mx < 0,5$ равенство (28) принимает вид

$$I_0(y) = I_0(x) \left[I_0 \left(\frac{mx}{2} \right) \right]^2. \quad (29)$$

В силу малости величины $\frac{mx}{2}$

$$I_0\left(\frac{mx}{2}\right) \approx 1 + \left(\frac{mx}{4}\right)^2. \quad (30)$$

Поступая как и выше, представляем (29) с учетом (30) в виде

$$I_0(x) + I_1(x)\Delta x = I_0(x) \left[1 + \left(\frac{mx}{4}\right)^2 \right]. \quad (31)$$

Пренебрегая величиной $\left(\frac{mx}{4}\right)^2$, получаем

$$\frac{\Delta x}{x} = \frac{m^2 x}{8} \cdot \frac{I_0(x)}{I_1(x)}. \quad (32)$$

Учитывая свойства функций $I_m(x)$, можно показать, что при

$$x \ll 1 \quad \frac{\Delta x}{x} = \frac{m^2}{4}. \quad (33)$$

а при $x > 10$

$$\frac{\Delta x}{x} = \frac{m^2 x}{8}. \quad (34)$$

Выясним теперь каковы будут показания вольтметра при больших значениях mx . Для этого следует выполнить суммирование в равенстве (28). Положим

$$I = \sum_{s=-\infty}^{\infty} \left[I_s\left(\frac{mx}{2}\right) \right]^2 I_{2s}(x). \quad (35)$$

Воспользовавшись соотношением

$$I_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \varphi} \cos n\varphi d\varphi.$$

получаем

$$\begin{aligned} & \left[I_s\left(\frac{mx}{2}\right) \right]^2 I_{2s}(x) = \\ & = \frac{1}{(2\pi)^2} \iiint_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \varphi_1 + \frac{m}{2} x \cos \varphi_2 + \frac{m}{2} x \cos \varphi_3} \cos 2\varphi_1 \cos \varphi_2 \cos \varphi_3 S d\varphi_1 d\varphi_2 d\varphi_3. \quad (36) \end{aligned}$$

Учитывая равенство

$$\cos 2\varphi_1 \cos \varphi_2 \cos \varphi_3 = \frac{1}{8} \left\{ e^{i(2\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)} S + \dots \right\},$$

где точками обозначены еще семь слагаемых, отличающихся знаками при $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$, представим искомую сумму в виде интеграла

$$I = \frac{1}{(4\pi)^2} \iiint_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \varphi_1 + \frac{m}{2} x \cos \varphi_2 + \frac{m}{2} x \cos \varphi_3} d\varphi_1 d\varphi_2 d\varphi_3 \sum_{s=-\infty}^{\infty} e^{i(2\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3) S} + \dots \quad (37)$$

Учитывая соотношение

$$\sum_{s=-\infty}^{\infty} e^{i(2\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3) S} = 2\pi \delta(2\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3).$$

где $\delta(\varphi)$ — дельта-функция, находим

$$I = \frac{1}{32\pi^3} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \varphi_1 + \frac{m}{2} x \cos \varphi_2 + \frac{m}{2} x \cos \varphi_3} \delta(2\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3) d\varphi_1 d\varphi_2 d\varphi_3. \quad (38)$$

Можно показать, что все восемь интегралов равны друг другу. Поэтому остается вычислить интеграл (38). Выполним сначала интегрирование по φ_3 . Положив аргумент δ -функции равным нулю, находим $\varphi_3 = -(2\varphi_1 + \varphi_2)$, откуда

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{\frac{m}{2} x \cos \varphi_3} \delta(2\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3) d\varphi_3 = e^{\frac{m}{2} x \cos(2\varphi_1 + \varphi_2)}$$

Поэтому

$$4\pi^2 I = \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \Phi(\varphi_1, \varphi_2)} d\varphi_1 d\varphi_2, \quad (39)$$

где

$$\Phi = \cos \varphi_1 + \frac{m}{2} \cos \varphi_2 + \frac{m}{2} \cos(2\varphi_1 + \varphi_2). \quad (40)$$

Для вычисления интеграла (39) применим метод перевала. Внутри области интегрирования находится только один максимум функции (40), соответствующий значениям $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$.

Так как значение интеграла (39) определяется в основном значением подинтегральной функции вблизи максимума и мало зависит от поведения функции вдали от максимума в пределах от $-\pi$ до π , можно функцию Φ разложить в степенной ряд вблизи максимума и использовать только линейные члены разложения.

Новая подинтегральная функция в отличие от функции $e^{x \Phi(\varphi_1, \varphi_2)}$ будет неперiodической функцией φ_1 и φ_2 , весьма быстро затухающей с ростом φ_1 и φ_2 . По этой причине интегрирование новой функции можно вести в пределах от $-\infty$ до ∞ .

Итак, разложив функцию Φ в ряд вблизи максимума, после несложных преобразований находим

$$\Phi = 1 + m - \left\{ \left(\sqrt{m + \frac{1}{2}} \varphi_1 + \frac{m}{\sqrt{2(1+2m)}} \varphi_2 \right)^2 + \frac{m(1+m)}{2(1+2m)} \varphi_2^2 \right\}.$$

Вводя новые переменные интегрирования

$$\sqrt{m + \frac{1}{2}} \varphi_1 + \frac{m}{\sqrt{2(1+2m)}} \varphi_2 = u, \quad \sqrt{\frac{m(1+m)}{2(1+2m)}} \varphi_2 = v$$

и учитывая, что якобиан преобразования

$$\frac{\partial(\varphi_1, \varphi_2)}{\partial(u, v)} = \frac{2}{\sqrt{m(1+m)}}$$

получаем

$$\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \Phi(\varphi_1, \varphi_2)} d\varphi_1 d\varphi_2 \approx \frac{2e^{(1+m)x}}{\sqrt{m(1+m)}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-x(u^2+v^2)} dudv = \frac{2e^{(1+m)x}}{\sqrt{m(1+m)}} \cdot \frac{\pi}{x},$$

откуда

$$\sum_{s=-\infty}^{\infty} \left[I_s \left(\frac{mx}{2} \right) \right]^2 I_{2s}(x) \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{m(1+m)}} e^{(1+m)x}. \quad (41)$$

Следовательно,

$$I_0(y) = \frac{1}{2\pi \sqrt{m(1+m)x}} e^{(1+m)x} \quad (42)$$

Для нахождения зависимости показания вольтметра y от x в явном виде учтем, что при $y > 5$, $z > 5$ с большой точностью можно положить

$$y = z + \ln \frac{I_0(y)}{I_0(z)} \quad (43)$$

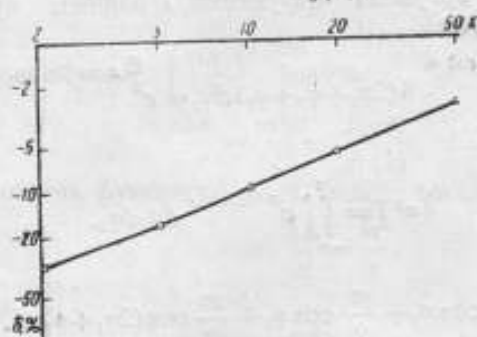


Рис. 1. График погрешности пикового вольтметра в зависимости от напряжения несущей x при $m=1$

Полагая здесь $z=(1+m)x$, $I_0(z) \approx \frac{e^{(1+m)x}}{\sqrt{2\pi(1+m)x}}$ и подставляя $I_0(y)$ из (42), после несложных преобразований получаем

$$y = (1+m)x - \frac{1}{2} \ln mx - \frac{1}{2} \ln 2\pi \quad (44)$$

$$\left(\frac{1}{2} \ln 2\pi = 0,9187 \right)$$

Учитывая, что $x = kU_0$, $y = kU$, находим

$$U = (1+m)U_0 - \frac{1}{2k} \ln mkU_0 - \frac{1}{k} \ln 2\pi \quad (45)$$

где

- U_0 — напряжение несущей;
- U — показание вольтметра;
- m — коэффициент модуляции и
- k — параметр диода в (1).

Из (45) следует, в частности, что с ростом x показания вольтметра y стремятся к $(1+m)x$, в согласии с известным положением о том, что при больших измеряемых напряжениях диодный вольтметр становится пиковым вольтметром; с помощью (45) можно оценить значение x , начиная с которого диодный вольтметр можно с заданной погрешностью считать пиковым. График этой погрешности δ приведен на рис. 1.

Экспериментальная проверка формулы (45) производилась с помощью схемы, изображенной на рис. 2. В этой схеме диод D , сопротивление R , емкость C и измерительный прибор представляют собой макет диодного вольтметра с открытым входом, Γ_1 — генератор несущей частоты, Γ_2 — генератор модулирующей частоты, M — модулятор. Несущая частота — 60 кГц, частота модуляции — 100 Гц. Коэффициент модуляции m устанавливался по изображению на экране осциллографа ЭО-7 (переключатель K в верхнем положении). Чтобы установить необходимую величину модулированного напряжения x , предварительно при переключателе K в нижнем положении с помощью вольтметра V устанавливали линейные разме-

ры изображения на экране осциллографа, соответствующие необходимому модулированному напряжению. Переводя затем переключатель в верхнее положение, устанавливали модулированное напряжение по размерам изображения на экране осциллографа. После этого замечали показания микроамперметра в катодной цепи диода. Переводя затем переключатель K в нижнее положение, к макету диодного вольтметра подводили немодулированное напряжение U и регулировкой его величины добивались тех

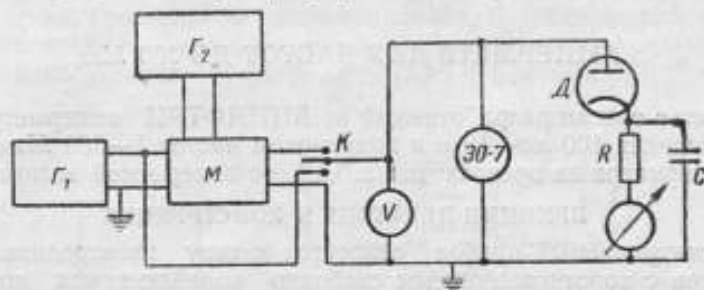


Рис. 2. Схема экспериментальной установки

же показаний микроамперметра, которые имелись при подаче модулированного напряжения.

При проведении эксперимента был использован диод типа 2Д1С, имеющий $k = 10$, $m = 0,5$, x в пределах от 1 до 30. Результаты расчета в виде кривой и эксперимента в виде точек приведены на рис. 3. Расхождение

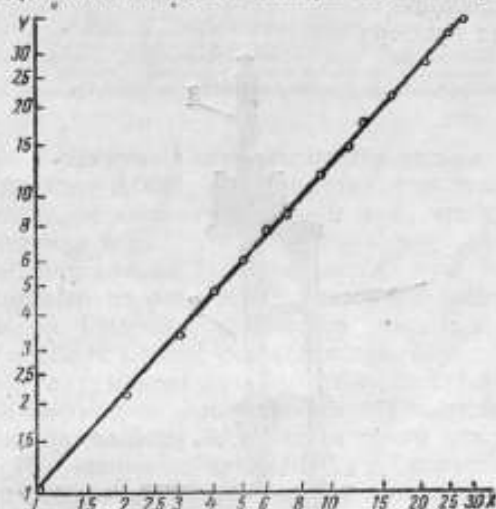


Рис. 3. График зависимости показаний диодного вольтметра от напряжения несущей x при $m=0,5$

между результатами расчета и эксперимента не превышает 5% и имеет случайный характер. Очевидно, что это расхождение можно отнести за счет погрешности эксперимента.

Расчет показывает, что приближенная формула (45) дает погрешность не более 2% при $mx > 2,5$ и не более 0,3% при $mx > 5$.

Литература

1. Рабинович Б. И. Влияние формы кривой напряжения на показания ламповых вольтметров. М., «Измерительная техника», 1956, № 4.
2. Левин М. М. Влияние высших гармоник в измеряемом напряжении на показания лампового вольтметра с экспоненциальной характеристикой. М., «Измерительная техника», 1958, № 1.

АМПЕРМЕТР ДЛЯ ЧАСТОТ ДО 300 Мгц

В статье описан разработанный во ВНИИФТРИ амперметр с пределами измерения 100 ма—10 а и диапазоном частот 1—300 Мгц. Погрешность амперметра не превосходит $\pm 0,5\%$ от измеряемой величины.

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И КОНСТРУКЦИЯ

Рассматриваемый прибор относится к типу электродинамического амперметра с короткозамкнутым свободно колеблющимся кольцом [1]. Измерение тока производится путем измерения периода колебаний кольца в поле токонесящей линии. Величина тока I рассчитывается по формуле

$$I = \frac{C}{T}, \quad (1)$$

где

T — период колебаний;
 C — постоянная прибора.

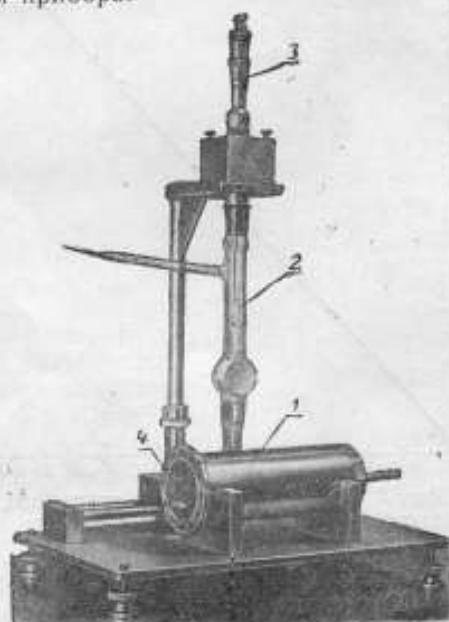


Рис. 1. Амперметр для частот до 300 Мгц

Как по конструктивным особенностям, так и по техническим характеристикам рассматриваемый амперметр в значительной мере отличается от ранее разработанных амперметров этого же типа [1, 2]. Для снижения нижнего предела измерения и большей стабильности в работе колеблющееся кольцо прибора помещено в вакуум, а определение постоянной C с наибольшей точностью достигается специально разработанным фотоамперметром с вакуумными радиальными лампами.

Основой конструкции амперметра (рис. 1) является отрезок коаксиальной линии 1. Внутри линии в откачанной стеклянной колбе 2 находится кольцо. Передняя часть линии подключается к источнику тока высокой частоты, конец нагружается поверяемым прибором. Кольцо в колбе подвешено на тонкой кварцевой нити. Установка кольца по вертикали осуществляется микрометрическим винтом 3 через сильфон, находящийся в верхней части колбы; по горизонтали кольцо устанавливается перемещением колбы по щели, прорезанной вдоль коаксиала. В процессе работы колба амперметра непрерывно откачивается. Однако возможно применение и отпаянных колб. Давление в колбе не должно превышать $2 \cdot 10^{-6}$ мм рт. ст.

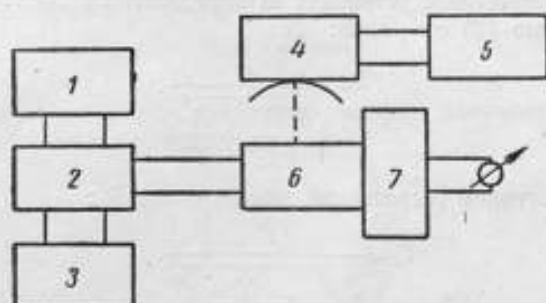


Рис. 2. Блок-схема амперметра:

1—генератор; 2—переключатель; 3—цепь тока замещения;
4—оптическая система; 5—блок отсчетного устройства;
6—электродинамический амперметр; 7—фотоамперметр

Колебания кольца в вакууме характеризуются весьма малым декрементом затухания (порядка 0,005). Это означает, что кольцо колеблется с практически одинаковой амплитудой 5—10 мин., что существенно облегчает процесс измерения тока.

Период колебаний кольца T определяется при помощи отсчетного устройства, состоящего из оптической системы и электронного блока с электросекундомером. Подобное устройство описано в работе [2].

Постоянная прибора C , как указано выше, определяется с помощью фотоамперметра с вакуумными лампами радиальной конструкции. Измерение тока фотоамперметром производится путем замещения тока высокой частоты в цепи фотолампы постоянным током или переменным током с частотой 50 гц. Индикация осуществляется по свечению нитей фотолампы. Для этого используются фотоэлемент и гальванометр, включенный в цепь фотоэлемента. Лампы изготавливаются с разным числом (от 3 до 20—30) и диаметром (10—50 мк) нитей в зависимости от величины тока. Нити располагаются в одной плоскости по радиусам. Материал нитей—вольфрам.

При определении постоянной электродинамического амперметра лампа 4 (рис. 1) присоединяется к концу коаксиальной линии и накрывается специальной камерой с фотоэлементом. Блок-схема амперметра приведена на рис. 2.

ПРЕДЕЛЫ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЕРМЕТРА

Нижний предел измерения амперметра принципиально ограничивается чувствительностью его механизма. В рассматриваемом приборе чувствительность значительно повышена путем применения очень легкого кольца и помещения его в вакуум.

Снижение нижнего предела измерения амперметра приводит к необходимости точного учета влияния упругих сил нити подвеса на период колебаний кольца. Колебания кольца с учетом воздействия как тока, так и нити можно описать следующим уравнением:

$$\frac{d^2\Theta}{dt^2} + \left[\left(\frac{2\pi}{T_i} \right)^2 + \left(\frac{2\pi}{T_0} \right)^2 \right] \cdot \Theta = 0, \quad (2)$$

где

Θ — амплитуда колебаний кольца;

T_i — период колебаний кольца, обусловленный током;

T_0 — период собственных колебаний кольца, обусловленный упругими силами нити.

Период T отсчетным устройством определяется непосредственно, согласно уравнению (2) он равен:

$$T = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{T_i^2} + \frac{1}{T_0^2}}}$$

Отсюда получаем выражение для периода T_i :

$$T_i = \frac{T}{\sqrt{1 - \left(\frac{T}{T_0} \right)^2}} \quad (3)$$

Этот период и необходимо учитывать при расчете тока по формуле (1). Теперь расчетная формула примет вид:

$$I = \frac{C \sqrt{1 - \left(\frac{T}{T_0} \right)^2}}{T} \quad (4)$$

Как следует из формулы (4), с уменьшением измеряемого тока величина периода T растет и приближается к значению периода собственных колебаний T_0 .

Следовательно, нижний предел измерения в первую очередь определяется тем, насколько близко к единице можно взять отношение $\frac{T}{T_0}$.

Оценим эту предельную величину $\left(\frac{T}{T_0} \right)_{пр}$.

Из формулы (4) получим выражения для частных погрешностей измерения тока $\left(\frac{\Delta I}{I} \right)_T$ и $\left(\frac{\Delta I}{I} \right)_{T_0}$, обусловленных погрешностями измерения периодов T и T_0 отсчетным устройством:

$$\left(\frac{\Delta I}{I} \right)_T = - \left[1 + \frac{\left(\frac{T}{T_0} \right)^2}{1 - \left(\frac{T}{T_0} \right)^2} \right] \cdot \frac{\Delta T}{T} \quad (5)$$

$$\left(\frac{\Delta I}{I} \right)_{T_0} = \frac{\left(\frac{T}{T_0} \right)^2}{1 - \left(\frac{T}{T_0} \right)^2} \cdot \frac{\Delta T}{T_0} \quad (6)$$

Эти погрешности имеют случайный характер и их можно просуммировать под корнем:

$$\begin{aligned} \left(\frac{\Delta I}{I}\right)_z &= \sqrt{\left[\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_T\right]^2 + \left[\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{T_0}\right]^2} = \\ &= \sqrt{\left[1 + \frac{\left(\frac{T}{T_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{T}{T_0}\right)^2}\right]^2 \cdot \left(\frac{\Delta T}{T}\right)^2 + \left[\frac{\left(\frac{T}{T_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{T}{T_0}\right)^2}\right]^2 \cdot \left(\frac{\Delta T_0}{T_0}\right)^2}. \end{aligned} \quad (7)$$

С достаточной точностью можно считать, что

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\Delta T_0}{T_0} = \frac{\Delta \tau}{\tau}. \quad (8)$$

Из уравнения (7), учитывая равенство (8), получаем интересное нас соотношение:

$$\left(\frac{T}{T_0}\right)_z \approx \sqrt{1 - \frac{\frac{\Delta \tau}{\tau}}{\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_z}}. \quad (9)$$

Исходя из величины полной погрешности данного амперметра $\frac{\Delta I}{I}$, рассмотренной ниже и равной $\pm 0,5\%$, за допустимое значение погрешности $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_z$ следует принять величину

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_z = \pm 0,2\%.$$

Погрешность $\frac{\Delta \tau}{\tau}$ измерения периодов T и T_0 отсчетным устройством не превосходит $\pm 0,1\%$. Таким образом, предельное значение отношения $\frac{T}{T_0}$ при указанных значениях, входящих в формулу (9) погрешностей равно:

$$\left(\frac{T}{T_0}\right)_{np} = 0,7. \quad (10)$$

Исследуем конструктивные возможности снижения нижнего предела вакуумного электродинамического амперметра.

Подставляя в формулу условие (10), получаем следующее равенство:

$$I = k \frac{C}{T_0}, \quad (11)$$

где k — числовой коэффициент, близкий к единице.

Из выражения (11) следует, что для получения возможно меньшего нижнего предела необходимо уменьшать отношение $\frac{C}{T_0}$.

Постоянную C приближенно можно рассчитать по следующей формуле [2]:

$$C = \frac{4\pi(a+r_0)}{\mu_0 a^2} \sqrt{J \mu_0 a \left(\ln \frac{16a}{d} - 2 \right)}. \quad (12)$$

где

a — радиус кольца;
 d — диаметр проводника кольца;
 r_0 — расстояние нижней точки кольца от оси коаксиала;
 μ_0 — магнитная проницаемость вакуума;
 J — момент инерции кольца.

Период собственных колебаний T_0 можно рассчитать по формуле [3]:

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{Jl}{GJ_p}} \quad (13)$$

где

l — длина кварцевой нити подвеса;
 G — модуль сдвига кварца;
 J_p — полярный момент сечения нити подвеса.
Полярный момент сечения нити равен

$$J_p = \frac{\pi d_n^4}{32} \quad (14)$$

где d_n — диаметр нити.

Диаметр нити подвеса определяется массой кольца m и пределом прочности кварца на растяжение σ_s :

$$d_n = 2 \sqrt{\frac{m}{\pi \sigma_s}} = \sqrt{\frac{2\pi d^2 a \rho_0}{\sigma_s}} \quad (15)$$

где ρ_0 — плотность материала кольца.

Подставляя выражения (15) и (14) в формулу (13) и взяв отношение формул (12) и (13), получаем следующее соотношение:

$$\frac{C}{T_0} = \frac{\pi^2 d^2 (a+r_0) \rho_0}{\rho_0 a \sigma_s} \sqrt{\frac{a \rho_0 \left(\ln \frac{16a}{d} - 2 \right) G}{2\pi l}} \quad (16)$$

Из этого следует, что для достижения минимальной величины отношения $\frac{C}{T_0}$ при предельной толщине нити необходимо уменьшать радиус кольца a , диаметр его проводника d и расстояние r_0 , увеличивать длину нити l и применять для кольца материал с малой плотностью ρ_0 .

Как показали расчеты и эксперименты, создать амперметр с отношением $\frac{C}{T_0}$ меньшим 0,1 затруднительно в первую очередь из-за сложности изготовления подвеса из очень тонкой нити для весьма легкого кольца.

В рассматриваемом амперметре конструктивные данные, определяющие его нижний предел, следующие: радиус кольца $a = 5$ мм, диаметр проводника кольца $d = 0,2$ мм, длина тонкой нити подвеса $l = 45$ мм, диаметр нити подвеса $d_n \approx 2,5$ мк, диаметр внутреннего проводника коаксиала $d_k = 6$ мм.

При этих данных и при минимально возможном r_0 постоянная C не превосходит величины 3а сек., а период собственных колебаний T_0 составляет не менее 30 сек. В соответствии с равенством (11) нижний предел амперметра равен

$$I_{\text{мин}} = 100 \text{ ма.}$$

Нижний предел измерения фотоамперметра с радиальными лампами также равен 100 ма; при этом используется трехнитевая лампа с диаметром нити 10 мк.

Верхний предел измерения рассматриваемого амперметра равен $10a$, причем в пределах от 1 до $10a$ применяется кольцо другого типа с радиусом $a=7,5$ мм и диаметром проводника $d=0,3$ мм. Применение другого кольца необходимо для увеличения постоянной C . В противном случае при приближении к верхнему пределу измерения период колебаний кольца T становится слишком малым (меньше 0,5 сек.) и измерить его затруднительно.

Принципиально верхний предел измерения амперметра можно расширить за $10a$; однако для вакуумного электродинамического амперметра это теряет смысл, так как, во-первых, при токах более $5a$ можно уже пользоваться воздушным электродинамическим амперметром, например, ЭДА-3, и, во-вторых, при токах более $10a$ производить определение постоянной C с помощью фотоамперметра затруднительно из-за сложности изготовления радиальных ламп с большим числом нитей.

Верхний предел измерений фотоамперметра с радиальными лампами принят равным $5a$.

ПОГРЕШНОСТИ АМПЕРМЕТРА

Случайная погрешность. Случайная погрешность характеризует прибор в целом и определяется среднеквадратичным отклонением σ ряда измерений.

Поскольку колебания кольца амперметра в процессе измерения вызываются очень малыми силами, то на них могут легко воздействовать разного рода случайные факторы. В связи с этим приобретает особое значение создание условий, ослабляющих побочные воздействия. Радикальным средством увеличения стабильности колебаний явилось помещение кольца в вакуум. При этом исключается основной источник нестабильностей—легкие движения воздуха. Очень важно создать достаточно высокий вакуум (не менее $2 \cdot 10^{-5}$ мм рт. ст.), так как в противном случае на колеблющееся кольцо оказывает заметное действие молекулярное движение остаточного газа. Большое значение имеет и тренировка нити подвеса. Замечено, что лишь после сравнительно длительной работы изготовленный подвес с кольцом приобретает постоянное значение периода собственных колебаний T_0 . На подвешенное кольцо вакуумного электродинамического амперметра легко также воздействуют посторонние вибрации и толчки; поэтому необходимо обеспечить устойчивость основания амперметра. Хороший результат дает расположение амперметра на кронштейне, укрепленном на капитальной стене.

Среднеквадратичное отклонение σ определялось путем многократного измерения тока одной и той же контролируемой фотоамперметром величины. В результате найдено, что σ ряда измерений не превосходит величины $\pm 0,1\%$. Во избежание грубых промахов измерение одного и того же тока электродинамическим амперметром производится не менее трех раз, поэтому за предельное значение случайной погрешности амперметра δ следует принять величину:

$$\delta = \frac{3\sigma}{\sqrt{3}} = 0,17\%.$$

Систематические погрешности определения постоянной C . При определении постоянной C электродинамического амперметра с помощью фотоамперметра с радиальными лампами имеют место, в основном, две систематические погрешности: частотная погрешность и погрешность, вызванная нелинейностью колебаний кольца. Эти погрешности возникают в связи с тем, что условия определения постоянной C отличаются от условий измерения тока.

Частотная погрешность амперметра обусловлена главным образом зависимостью самоиндукции кольца от частоты и рассчитывается по следующей формуле [2]:

$$\gamma_f = \frac{\xi}{8 \left(\ln \frac{16a}{d} - 2 \right)} - \frac{1}{4} \alpha^2, \quad (17)$$

где ξ для немагнитных металлов определяется из работы [4, табл. 2—1];
 $\alpha = \frac{R}{\omega L}$; (R — сопротивление кольца; L — самоиндукция кольца).

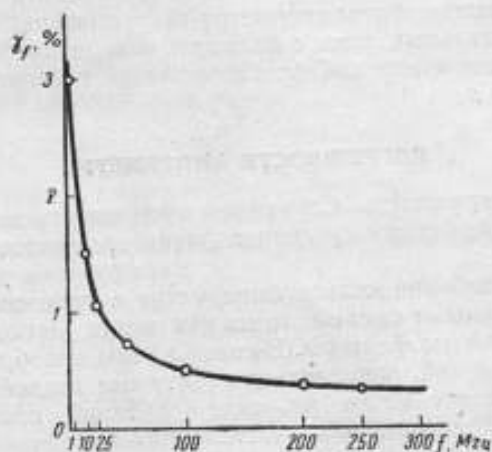


Рис. 3. График частотной погрешности

Точность расчета частотной погрешности по формуле (17), исходя из точности вывода самой формулы и определения входящих в нее параметров, может быть оценена в 10%; следовательно, неисключенный остаток этой погрешности будет составлять 10% от ее величины.

На рис. 3 показан график частотной погрешности γ_f , рассчитанной для кольца с радиусом $a=5$ мм и диаметром проводника $d=0,2$ мм. Из графика видно, что наибольшее значение частотная погрешность имеет на частоте 1 МГц ($\gamma_f=3\%$); в то же время изменение частотной погрешности в диапазоне 100—300 МГц не превышает 0,2%. Поэтому можно сделать вывод, что постоянную C следует определять с помощью фотоамперметра на каждой рабочей частоте при низких частотах (1—10 МГц), где величина частотной погрешности γ_f наибольшая. Для частот 10—100 МГц определение C следует проводить на частоте 100 МГц и частотную погрешность для частот ниже 100 МГц рассчитывать по формуле (17). Для частот выше 100 МГц частотная погрешность вообще может не учитываться. Во всех случаях можно считать, что неисключенный остаток $\frac{\Delta C_f}{C}$

частотной погрешности γ_f не превосходит $\pm 0,2\%$.

Погрешность γ_a , вызванная нелинейностью колебаний кольца, рассчитывается по следующей формуле:

$$\gamma_a = \Theta_0^2 \left(\frac{3a^2}{8(a+r_0)^2} - \frac{1}{4} \right), \quad (18)$$

где Θ_0 — начальная амплитуда колебаний.

В этой формуле, если сравнить ее с аналогичной формулой работы [2], опущен множитель, учитывающий затухание колебаний.

Подставляя в формулу (18) величины: радиуса кольца $a=5$ мм и расстояние $r_0=3,5$ мм при значении $\Theta_0=10^\circ$, получаем $\gamma_a=-0,36\%$, а при $\Theta=15^\circ$ $\gamma_a=-0,82\%$.

Этот пример показывает, что зависимость постоянной C от Θ_0 довольно значительна. Это объясняется применением кольца с малым радиусом a . При применении кольца с радиусом $a=7,5$ мм погрешность γ_a имеет меньшую величину.

При определении постоянной C с помощью фотоамперметра погрешность γ_a автоматически исключается. Однако амплитуду Θ_0 выдерживать при измерениях каждый раз одинаковой неудобно. Поэтому следует допустить некоторое отклонение $\Delta\Theta_0$ от нее.

Если принять, что начальная амплитуда Θ_0 в среднем равна 10° , а максимальное отклонение от нее не превосходит $\pm 35\%$ ($\Delta\Theta_0=\pm 3^\circ$), то неисключенный остаток $\frac{\Delta C_a}{C}$ погрешности γ_a для кольца с радиусом $a=5$ мм не превосходит $\pm 0,15\%$. Эту величину следует увеличить до $\pm 0,2\%$, так как необходимо учесть и точность расчета погрешности γ_a по формуле (18).

Погрешности фотоамперметра с вакуумными радиальными лампами.

Погрешность измерения тока с помощью фотоамперметра складывается из погрешности измерения замещающего тока и частотных погрешностей радиальных ламп.

Следует особо подчеркнуть факт большей стабильности работы вакуумных радиальных фотоламп по сравнению с лампами других конструкций. Это можно отчасти объяснить хорошим монтажом, дающим надежный электрический контакт, и улучшением условий теплоотдачи. Последнее обусловлено наличием у радиальной лампы равномерного теплового контакта с большой металлической массой коаксиальной линии амперметра.

Принципиально измерение замещающего тока можно осуществить с очень большой точностью. Однако, учитывая величину случайной погрешности амперметра $\delta=0,17\%$, можно остановиться на стрелочных приборах класса 0,1.

Итак, погрешность измерения замещающего тока $\left(\frac{\Delta I_\phi}{I}\right)_z$ можно принять равной $\pm 0,1\%$.

К частотным погрешностям фотоламп относятся: погрешность, вызванная скин-эффектом, и погрешность, обусловленная влиянием реактивных составляющих полного сопротивления лампы.

Погрешность фотоламп, вызванная скин-эффектом, проявляется в том, что ее активное сопротивление на постоянном токе и на низкой частоте будет отлично от активного сопротивления на высокой частоте.

Погрешность рассчитывается по формуле:

$$\gamma_s = \left(\sqrt{\frac{R_\omega}{R_0}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (19)$$

где

R_ω — сопротивление фотоламп на высокой частоте;

R_0 — сопротивление фотоламп на постоянном токе.

С поверхностным эффектом связан и эффект близости; его сущность заключается в том, что на распределение плотности тока по сечению проводника с возрастанием частоты начинают оказывать влияние окружающие токонесущие проводники. Но в фотолампе радиальной конструкции (рис. 4), в отличие от ранее применявшихся фотоламп, эффект близости практически не проявляется, так как нити фотоламп расположены в

одной плоскости с соблюдением угловой симметрии, если рассмотреть какую-нибудь нить, то влияние на нее нитей с одной стороны будет компенсироваться влиянием таких же нитей с другой. Влияние проводников коаксиальной линии тоже исключается, так как фотолампа расположена к ним перпендикулярно.

В связи с отсутствием эффекта близости, расчет скин-эффекта радиальной фотолампы сводится к хорошо известному расчету скин-эффекта прямолинейной нити кругового сечения.

Активное сопротивление радиальной фотолампы на любой частоте равно эквивалентному сопротивлению параллельно соединенных нитей лампы, рассчитанному при той же частоте. Так как все нити в фотолампе практически идентичны, то в формулу (19) вместо сопротивлений R_{-} и R_0 фотолампы можно подставить соответствующие сопротивления одной нити.

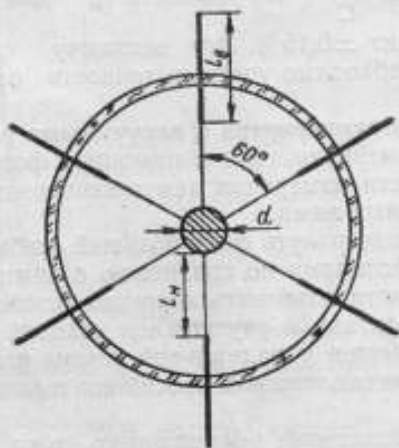


Рис. 4. Схематическое изображение радиальной фотолампы ($n=6$)

Отношение $\frac{R_{-}}{R_0}$ для прямолинейной нити круглого сечения является функцией параметра x , который определяется формулой

$$x = \pi d_s \sqrt{\frac{2\rho f}{\rho \cdot 10^9}}$$

где

d_s — диаметр нити, в см;

ρ — удельное сопротивление материала нити, в ом·см;

μ — магнитная проницаемость;

f — частота в гц.

Таблицы для определения x приведены в соответствующих справочниках.

В табл. 1 представлены в % результаты расчета погрешности γ_s , вызванной скин-эффектом, для фотоламп с нитями диаметром 20 и 50 мк на частотах от 100 до 300 Мгц. При расчете учитывалось удельное сопротивление вольфрама при 1000°C равное $\rho = 65 \cdot 10^{-6}$ ом·см. Сопротивление вводов лампы не учитывалось.

Таблица 1

Диаметр нити d_s мк	Частота, Мгц			
	100	200	250	300
20	0	0,015	0,03	0,05
50	0,15	0,6	1	1,3

Из табл. 1 следует, что погрешность из-за скин-эффекта имеет значение только для ламп с нитями диаметром 50 мк на частотах более 100 Мгц.

Погрешность, обусловленная влиянием реактивных составляющих полного сопротивления фотолампы, проявляется в том, что часть тока отводится через паразитную емкость, шунтирующую лампу.

В связи с тем, что поперечные размеры коаксиальной линии и фотолампы гораздо меньше длины волны, радиальную фотолампу можно рассматривать как цепь с сосредоточенными параметрами.

Расчет частотной погрешности, обусловленной реактивными составляющими сопротивления фотолампы, можно осуществить, представив лампу в виде простого колебательного контура (рис. 5) с эквивалентными значениями индуктивности L_A , емкости C_A и активного сопротивления R_A .

Из схемы рис. 5 следует формула исследуемой погрешности

$$\gamma_{LCR} = \frac{I_c}{I} \omega^2 L_A C_A - \frac{1}{2} (\omega C_A R_A)^2 \quad (20)$$

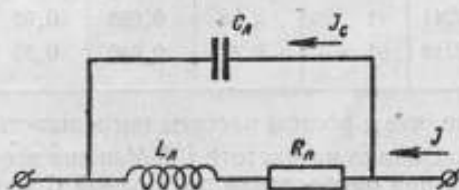


Рис. 5. Эквивалентная схема радиальной фотолампы

Определим величину индуктивности радиальной фотолампы.

Так как нити в лампе соединены в параллель и располагаются в одной плоскости с соблюдением угловой симметрии (рис. 4), то суммарная индуктивность такой системы равна

$$L_A = \frac{L_n + L_w + L_{nw}}{n} \quad (21)$$

если число нитей нечетное, или

$$L_A = \frac{L_n + L_w + L_{nw} - L_{nwn, \sigma}}{n} \quad (22)$$

если число четное.

Здесь L_n — самоиндукция одной нити; L_w — самоиндукция ввода; L_{nw} — взаимоиנדуктивность нити и соединенного с ней ввода; $L_{nwn, \sigma}$ — взаимоиנדуктивность двух накрестлежущих нитей вместе с соединенными с ними вводами; n — число нитей в лампе.

Формулы (21) и (22) записаны в предположении, что нити и вводы соответственно идентичны.

Подключение лампы к коаксиальной линии не изменяет ее индуктивности, так как проводники коаксиальной линии перпендикулярны к плоскости лампы.

Входящие в формулы (21) и (22) величины индуктивностей рассчитываются по известным формулам, приведенным в справочниках. Шунтирующая емкость фотолампы определяется на мосте; при этом нити ламп пережигаются и емкость измеряется между соединенными между собой радиальными вводами и центральным вводом.

Активное сопротивление фотолампы также можно определить на мосте. Данные индуктивностей, шунтирующей емкости и активного сопротивления радиальных фотолампы некоторых типов приведены в табл. 2.

По этим данным по формуле (20) рассчитана погрешность γ_{LCR} , вызванная влиянием реактивностей ламп. Величины погрешности также помещены в табл. 2.

Таблица 2

Тип лампы	d_A ниты мк	L_A мкГн	C_A пФ	R_A ом	Погрешность в % при частоте в МГц			
					100	200	250	300
3-нитевая	20	0,01065	0,65	10,3	0,28	1,05	1,65	2,5
	50	0,0098	0,65	1,66	0,23	1	1,6	1,8
6-нитевая	20	0,00485	0,9	5,16	0,17	0,69	1,1	1,5
	50	0,00438	0,9	0,83	0,15	0,62	0,97	1,4
12-нитевая	20	0,00241	1	2,58	0,095	0,38	0,6	0,85
	50	0,00219	1	0,415	0,036	0,35	0,54	0,78

Из табл. 2 видно, что с ростом частоты погрешность γ_{LCR} весьма быстро увеличивается. Однако на частоте 100 МГц она все же минимальна, и ее следует учитывать при определении постоянной C только для 3-нитевой лампы. Точность расчета погрешности γ_{LCR} составляет примерно $\pm 20\%$, следовательно, ее неисключенный остаток $\left(\frac{\Delta I_\phi}{I}\right)_{LCR}$ для 3-нитевой лампы на частоте 100 МГц составит не более $\pm 0,1\%$.

Суммарная погрешность амперметра. Систематическую составляющую $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_c$ суммарной погрешности определим суммированием под корнем рассмотренных выше неисключенных остатков систематических погрешностей и погрешности $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_r$, обусловленной неточностью определения периодов колебаний T и T_0

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_c = \sqrt{\left[\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_r\right]^2 + \left(\frac{\Delta C_f}{C}\right)^2 + \left(\frac{\Delta C_\theta}{C}\right)^2 + \left[\left(\frac{\Delta I_\phi}{I}\right)_r\right]^2 + \left[\left(\frac{\Delta I_\phi}{I}\right)_{LCR}\right]^2}$$

Подставляя значения, получаем

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_c = \pm 0,4\%$$

Случайную составляющую $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{ca}$ суммарной погрешности получим путем двукратного суммирования под корнем случайной погрешности δ . Это вызвано тем, что один раз случайную погрешность δ необходимо учитывать при определении постоянной C фотоамперметром, а второй раз при измерении тока.

Итак

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{ca} = \sqrt{2\delta^2} = \pm 0,25\%$$

Таким образом, суммарная погрешность амперметра равна

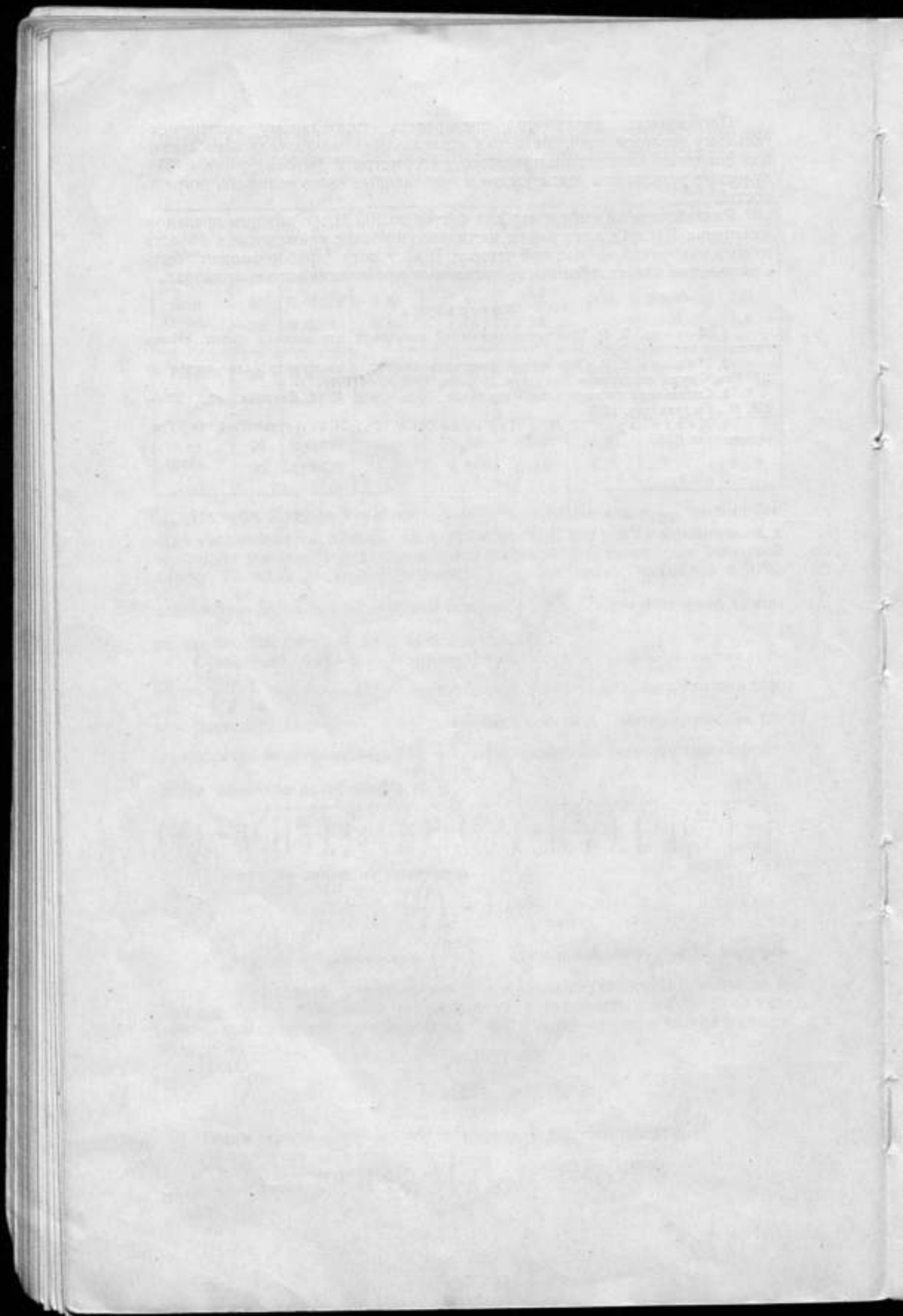
$$\frac{\Delta I}{I} = \pm \left[\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_c + \left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{ca} \right] = \pm (0,4 + 0,25)\%$$

Погрешности амперметра подверглись тщательному экспериментальному исследованию. Методика исследования заключалась во взаимном сличении электродинамического амперметра и фотоамперметра. Полученные результаты подтверждают приведенные выше величины погрешностей.

Разработанный амперметр для частот до 300 Мгц с нижним пределом измерения 100 ма может найти достаточно широкое применение в области точных измерений на высокой частоте. В частности прибор может быть использован для калибровки выпускаемых промышленностью терморпар.

Л и т е р а т у р а

1. Лопань В. Р. Электродинамический амперметр для высоких частот. «Измерительная техника», 1958, № 1.
2. Лопань В. Р. Образцовый электродинамический амперметр для частот до 100 Мгц. Труды институтов Комитета, сборник, 1960 № 44(104).
3. Справочник по технической механике под ред. А. Н. Динника, стр. 276—278, М., Гостехиздат, 1949.
4. Калайтаров П. Л. и Цейтлия Л. А. Расчет индуктивностей, М., Госэнергоиздат, 1955.



**ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ
И ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСОВ**

MEMORANDUM FOR THE DIRECTOR
OF THE BUREAU OF REVENUE

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ МЕТОДА ПОВЕРКИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ от 12 кгц до 25 Мгц

Измерители напряженности поля в диапазоне частот 12 кгц—25 Мгц имеют погрешность равную 15%. Для поверки и калибровки таких измерителей напряженности поля необходимо иметь метод, обеспечивающий калибровку и поверку с погрешностью не более 5%.

Как известно, поверка и калибровка измерителей напряженности поля может производиться двумя методами: методом образцовой антенны и методом образцового поля. Оба метода описаны в литературе [1, 4, 5], однако анализ погрешностей этих методов в опубликованных работах не дан.

В связи с этим необходимо было провести всестороннее исследование погрешностей обоих методов и выбрать наилучший. Настоящая статья дает анализ погрешностей, главным образом метода образцового поля, как наиболее приемлемого для рассматриваемого диапазона частот.

Рассмотрим оба метода.

Метод образцовой антенны заключается в том, что антенную систему поверяемого измерителя напряженности поля (ИНП) помещают в электромагнитное поле, создаваемое вспомогательным высокостабильным генератором, измеряют величину этого поля, а затем заменяют антенну ИНП образцовой антенной и измеряют индуцируемую в ней э. д. с. Величина напряженности поля в этом случае рассчитывается по формуле

$$E = \frac{E}{h_a}, \quad (1)$$

где

E — э. д. с., наведенная в антенне в в ,

h_a — действующая высота антенны в м .

Образцовой антенной может служить любая антенна, конструкция которой позволяет вычислить по известным параметрам ее действующую высоту. В рассматриваемом диапазоне частот в качестве образцовой антенны применяется рамка. Использование полуволновых диполей в этом случае нецелесообразно из-за их громоздкости.

Метод образцовой антенны удобен, но имеет ряд недостатков, ограничивающих его применение. К наиболее существенным из них можно отнести следующие:

Во-первых, в общую погрешность метода образцовой антенны (рамки) входит погрешность прибора, измеряющего индуцируемую в рамке э. д. с. Это не дает возможности применять для измерения э. д. с. измерительные приемники, обладающие высокой чувствительностью, но имеющие большую погрешность. Наиболее приемлемым прибором можно считать лишь ламповый вольтметр, который, хотя и обладает небольшой чувствительностью, но имеет относительно небольшую погрешность.

Во-вторых, вследствие небольшой действующей высоты, величина

индуцированного напряжения в рамке мала, и так как чувствительность лампового вольтметра невелика, то этот метод применим лишь для больших полей. Применение же настроенной рамки позволяет увеличить чувствительность метода, но одновременно вызывает и увеличение погрешности за счет измерения добротности рамки.

В-третьих, метод требует стабильного вспомогательного генератора.

Несмотря на указанные недостатки, метод образцовой рамки удобен для обследования электромагнитного поля. Для проверки же измерителей напряженности поля более целесообразно применение метода образцовой напряженности поля.

Как известно, этот метод заключается в том, что с помощью антенны с известными параметрами излучается электромагнитное поле, величина которого рассчитывается с достаточной точностью. На небольшом расстоянии от антенны это поле может рассматриваться как образцовое. При проверке ИМП антенное устройствоверяемого измерителя напряженности поля помещается в известное образцовое электромагнитное поле и это поле измеряется ИМП. Показания измерителя напряженности поля должны соответствовать значению образцового поля, отклонение же показаний ИМП от величины образцового поля определит погрешностьверяемого ИМП.

В этом методе необходимо производить лишь измерение малого тока в антенне, что значительно проще, чем измерение малых напряжений, индуцируемых в антенне при применении метода образцовой антенны.

Для того чтобы метод был более точным, в качестве излучателя образцового поля необходимо применять рамку возможно меньшего размера по сравнению с излучаемой длиной волны. В этом случае излучатель с достаточным приближением можно рассматривать как элементарный магнитный диполь (вibrator). Так как периметр рамки излучателя также мал по сравнению с длиной волны, то можно считать, что во всех точках рамки течет синусоидальный ток $I_m e^{j\omega t}$ одной и той же величины. В непосредственной близости от такого vibratorа поле является сложным. Оно содержит составляющие, характеризующие как поле излучения, так и поле индукции. Различают три зоны электромагнитного поля вокруг излучателя:

- а) ближнюю при $D \ll \lambda$,
- б) дальнюю при $D \gg \lambda$,
- в) промежуточную.

В ближней зоне (зона индукции) преобладают составляющие электромагнитного поля, изменяющиеся обратно пропорционально кубу и квадрату расстояния D от антенны. Эти величины характеризуют реактивную составляющую электромагнитного поля. Составляющая поля, меняющаяся обратно пропорционально первой степени D , в процентном отношении имеет ничтожную величину и ею можно пренебречь.

В дальней зоне (зона излучения) преобладают составляющие, меняющиеся обратно пропорционально первой степени D . Полями индукции в этой зоне можно пренебречь.

В промежуточной зоне следует учитывать как составляющие поля индукции, так и составляющие поля излучения. Так какверяемые измерители напряженности поля в рассматриваемом диапазоне частот имеют рамочные антенны, реагирующие на магнитную составляющую поля, то проверку таких ИМП с точки зрения мощности источников, питающих излучателей, и влияния посторонних факторов желательно производить в зоне индукции, где при малых расстояниях от антенны преобладает магнитное поле.

В связи с этим рассмотрим поле, создаваемое рамкой, для случая ближней зоны.

Располагая рамку излучателя с радиусом A_1 и рамку поверяемого ИИП с радиусом A_2 коаксиально на расстоянии D (рис. 1) и обозначая

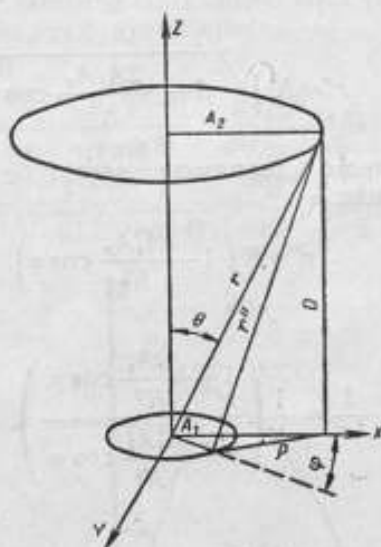


Рис. 1. Расположение излучателя и рамки поверяемого ИИП

через r'' расстояние от любой точки на окружности рамки излучателя до точки наблюдения, получим значение вектор-потенциала [2, 3]

$$A = \frac{\mu A_1 I}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-j\beta r''}}{r''} \cos \varphi d\varphi, \quad (2)$$

где $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Для ближней зоны, когда $D < A_1$ (зона рамки), значение электромагнитного поля витка (рамки) может определяться формулами постоянного тока [3]. Здесь напряженность поля может быть рассчитана по формуле

$$E = \frac{60\pi N I A_1^2}{(D^2 + A_1^2 + A_2^2)^{3/2}}, \quad (3)$$

где N — число витков рамки излучателя. Эта формула применена также фирмой RCA [5] для градуировки рамочных измерителей напряженности поля в диапазоне частот до 25 МГц.

Однако, при использовании формулой (3) в верхней части диапазона, начиная примерно с 5 МГц, возникает погрешность, определяемая зависимостью магнитного поля от частоты в соответствии с уравнением (2).

Рассмотрим эту зависимость. Из рис. 1 следует, что

$$r''^2 = D^2 + A_1^2 + A_2^2 - 2A_1A_2 \cos \varphi.$$

Обозначая $D^2 + A_1^2 + A_2^2 = K^2$ и решая уравнение относительно r'' , получим

$$r'' = K \sqrt{1 - \frac{2A_1A_2}{K^2} \cos \varphi} \quad (4)$$

Для всего заданного диапазона частот с точностью до 0,02% справедливо выражение:

$$r'' = K \left(1 - \frac{A_1A_2}{K^2} \cos \varphi \right)$$

или

$$\frac{1}{r''} = \frac{1}{K} \left(\frac{1 + \frac{A_1A_2}{K^2} \cos \varphi}{1 - \frac{A_1^2A_2^2}{K^4} \cos \varphi} \right)$$

Для нашего случая

$$\frac{A_1^2A_2^2}{K^4} \cos \varphi \ll 1.$$

Тогда, не совершая ошибки более 0,015%, можно записать

$$\frac{1}{r''} = \frac{1}{K} + \frac{A_1A_2}{K^3} \cos \varphi. \quad (5)$$

Произведем преобразование выражения $e^{-j\beta r''}$

$$e^{-j\beta r''} = e^{-j\beta \left(K - \frac{A_1A_2}{K} \cos \varphi \right)} = e^{-j\beta K} e^{j\beta \frac{A_1A_2}{K} \cos \varphi}$$

После разложения второго сомножителя в ряд, оставив из ряда только два первых члена, получим (не делая ошибки более чем 0,002%):

$$e^{-j\beta r''} = e^{-j\beta K} \left(1 + j\beta \frac{A_1A_2}{K} \cos \varphi \right). \quad (6)$$

Подставляя значения r'' и $e^{-j\beta r''}$ в выражение вектор-потенциала, находим:

$$A_\varphi = \frac{\mu A_1 I}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1}{K} + \frac{A_1A_2}{K^3} \cos \varphi \right) \left(1 - j\beta \frac{A_1A_2}{K} \cos \varphi \right) e^{-j\beta K} \cos \varphi d\varphi.$$

После интегрирования получаем:

$$A_\varphi = \frac{\mu A_1^2 A_2}{4K^3} [1 + j\beta^2] e^{-j\beta K}. \quad (7)$$

Так как

$$A_2 = r \sin \theta;$$

то

$$A_\varphi = \frac{\mu A_1^2 r}{4K^3} [1 + j\beta^2] \sin \theta e^{-j\beta K}. \quad (8)$$

Величину магнитного поля можно получить из соотношения:

$$H = \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} A.$$

Составляющие же векторов магнитного поля рамки (витка) в сферической системе координат будут равны:

$$H_{\varphi} = 0$$

$$H_r = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{1}{r \sin \theta} \cdot \frac{d}{d\theta} (\sin \theta A_{\varphi}),$$

$$H_{\theta} = -\frac{1}{\mu} \cdot \frac{1}{r \sin \theta} \cdot \frac{d}{dr} (r \sin \theta A_r).$$

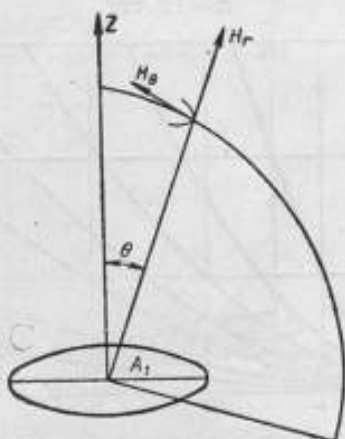


Рис. 2. Взаимное расположение составляющих H_r и H_{θ}

Произведя дифференцирование и переходя к модулям, получим:

$$|H_r| = \frac{A_1^2 I}{2K^3} \sqrt{1 + \beta^2 K^2} \cos \theta, \quad (9)$$

$$|H_{\theta}| = \frac{A_1^2 I}{4K^3} \sqrt{1 - \beta^2 K^2 + \beta^4 K^4} \sin \theta. \quad (10)$$

В этом выражении $\cos \theta$ и $\sin \theta$ определяют направленные свойства излучающего витка (рамки).

Взаимное расположение составляющих H_r и H_{θ} дано на рис. 2.

Так как в рассматриваемой зоне помещается рамка поверяемого измерителя напряженности поля, которая обладает такими же направленными свойствами как и рамка излучающая, и поскольку рамка поверяемого ИНП перпендикулярна оси z , то магнитный поток, пересекающий рамку ИНП, определится проекцией составляющих H_r и H_{θ} на ось z .

Тогда

$$H_r = \frac{A_1^2 I}{2K^3} \sqrt{1 + \beta^2 K^2} \cos^2 \theta, \quad (11)$$

$$|H_{\theta}| = \frac{A_1^2 I}{4K^3} \sqrt{1 - \beta^2 K^2 + \beta^4 K^4} \sin^2 \theta. \quad (12)$$

Выбрав угол θ достаточно малым, можно считать, что в зоне

расположения рамки ИНП магнитное поле будет равномерным и определится только составляющей H_z , равной

$$H_z = \frac{A_1^2 I}{2K^2} \sqrt{1 + \beta^2 K^2}. \quad (13)$$

Возникшие в результате такого допущения погрешности будут рассмотрены ниже.

Несмотря на то, что рамка реагирует на магнитную составляющую поля, принято градуировать показания рамочных ИНП в значениях электрической составляющей поля. Такой способ градуировки вполне допустим, так как измерители напряженности поля работают в зоне излучения, где соотношение между магнитной и электрической составляющими вполне однозначно и выражается формулой

$$E = 120\pi H. \quad (14)$$

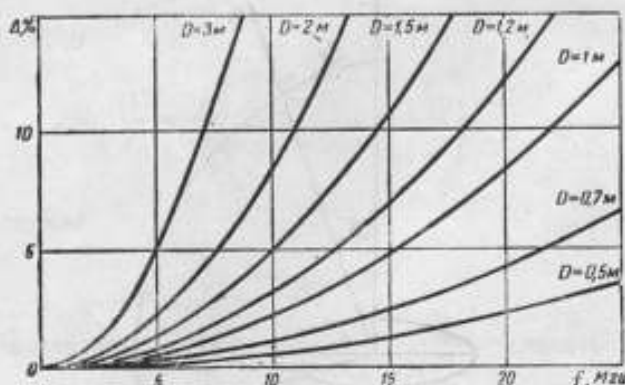


Рис. 3. Погрешность установки в зависимости от частоты и расстояния между рамкой излучателя и рамкой ИНП

Подставляя значения H в уравнение (14), получим основную формулу для расчета напряженности поля:

$$E = \frac{60\pi A_1^2 I}{(D^2 + A_1^2 + A_2^2)^{3/2}} \sqrt{1 + \beta^2 (D^2 + A_1^2 + A_2^2)} \cos \theta. \quad (15)$$

При $\theta < 10^\circ$, не совершая погрешности более 0,5%, можем расчет напряженности поля производить по формуле:

$$E = \frac{60\pi A_1^2 IN}{(D^2 + A_1^2 + A_2^2)^{3/2}} \sqrt{1 + \beta^2 D^2}, \quad (16)$$

где N — число витков рамки излучателя. Если $D < 0,01\lambda$ расчет напряженности поля с той же погрешностью можно производить по упрощенной формуле (3).

Значение корня в формулах (15) и (16) характеризуют зависимость величины напряженности поля от частоты. Эта зависимость в % показана на рис. 3.

При применении метода проверки рамочных измерителей напряженности поля, основанного на использовании поля индукции, возникает целый ряд систематических и случайных погрешностей.

Рассмотрим основные погрешности метода.

Погрешности, вызванные допущениями при выводе расчетных формул

Лучшие измерители напряженности поля (ИНП-3 и ИНП-4) имеют погрешность, равную 15%. Это позволяет допустить приближения в рас-

четных формулах, определяющих напряженность образцового поля, что упрощает расчеты и приводит к погрешностям не более $\gamma = 0,5\%$.

Величина погрешности γ_1 составляется из следующих погрешностей, допущенных при выводе расчетных формул:

1. Погрешности Δ_1 , возникшей от пренебрежения малыми членами. Эти погрешности систематические и приведены в тексте при выводе формул. В общей сумме они составляют не более $\Delta_1 = +0,05\%$.

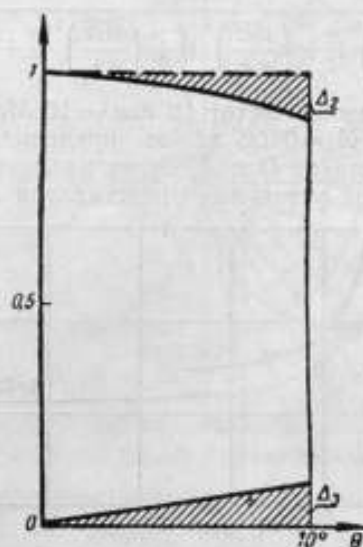


Рис. 4. Изменение погрешностей в зависимости от угла θ

2. Погрешности Δ_2 , определяемой направленными свойствами передающей и приемной рамок (11) при пользовании формулой (16). Эта погрешность также систематическая и может быть рассчитана по формуле:

$$\Delta_2 = \frac{\int_0^{\theta} \cos^2 \theta d\theta - \theta}{\theta} \quad (17)$$

(для угла $\theta = 10^\circ$ $\Delta_2 = -1,05\%$).

3. Систематической погрешности Δ_3 , вызванной составляющей H_θ , определяемая выражением

$$\Delta_3 = \frac{\int_0^{\theta} \sin^2 \theta d\theta}{2\theta} \quad (18)$$

(для угла $\theta = 10^\circ$ $\Delta_3 = +0,5\%$).

Изменение погрешностей Δ_2 и Δ_3 в зависимости от значений угла θ показано на рис. 4.

Суммарная погрешность для угла $\theta = 10^\circ$ равна

$$\gamma_1 = \Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3 = 0,5\%$$

Как видно из рис. 4, с увеличением угла θ эта погрешность растет. Если считать, что величина погрешности γ_1 для установки не должна превышать $0,5\%$, то угол $\theta = 10^\circ$ является предельным и, очевидно, должен быть принят в качестве стандарта.

Погрешность, вызванная неточностью измерения величин, входящих в расчетные формулы для E

Анализ данной погрешности произведен для формулы (3).

Предельная погрешность γ_2 в процентах, вызванная неточностью измерений величин, входящих в расчетную формулу (3), определится законом суммирования частных погрешностей при косвенных измерениях,

$$\gamma_2 = \sqrt{\left(\frac{dE}{dD}\right)^2 \xi_1^2 + \left(\frac{dE}{dA_2}\right)^2 \xi_2^2 + \left(\frac{dE}{dA_1}\right)^2 \xi_3^2 + \left(\frac{dE}{dl}\right)^2 \xi_4^2} \quad (19)$$

Так как для диапазона частот 12 кГц — 10 МГц $A_1 = 0,05$ м, а для диапазона 10—25 МГц $A_1 = 0,025$ м, то предельная погрешность γ_2 в процентах в зависимости от D и A_1 будет различной. Величина этой погрешности для данной установки представлена на рис. 5.



Рис. 5. Погрешность, вызванная неточностью измерения величин, входящих в расчетные формулы для E

Погрешность, вызванная несинусоидальностью тока в рамке

Термопара, применяемая в излучателе для определения тока в рамке, градуируется на постоянном токе. При создании же образцового электромагнитного поля питание излучателя осуществляется для диапазона 12—100 кГц от ЗГ-10 и от ГСС-6 для диапазона 100 кГц—25 МГц.

Применяемые генераторы выдают высокочастотное напряжение, содержащее гармонические составляющие. Так как испытуемый ИНП реагирует только на первую гармонику, а термопара, измеряющая ток в излучателе, учитывает все гармонические составляющие, возникает погрешность γ_3 в воспроизведении образцового поля данной частоты. Величина этой погрешности определяется коэффициентом нелинейных искажений K_n сигнала генератора и равна:

$$\gamma_3 = \frac{1}{2} K_n^2 \quad (20)$$

В случае значительной погрешности, вызванной несинусоидальностью выдаваемого генератором напряжения, возникает необходимость создания на выходе генераторов специальных фильтров. С нашей точки зрения, допустимое значение этой погрешности не должно превышать $\gamma_3 = +0,5\%$. Обследование ЗГ-10 и ГСС-6 показало, что указанные приборы удовлетворяют данному требованию.

Погрешность, вызванная несимметричностью диаграммы направленности рамки излучателя

Идеальная диаграмма направленности рамки излучателя определяется косинусоидой, однако практически наблюдается отклонение от

идеальной диаграммы направленности. Эти отклонения начинают сказываться с 10 Мгц и постепенно увеличиваются, достигая наибольшего значения на частоте 25 Мгц.

Реальная диаграмма направленности выбранного нами излучателя для частоты 24 Мгц показана на рис. 6. Как видно из рисунка, расхож-

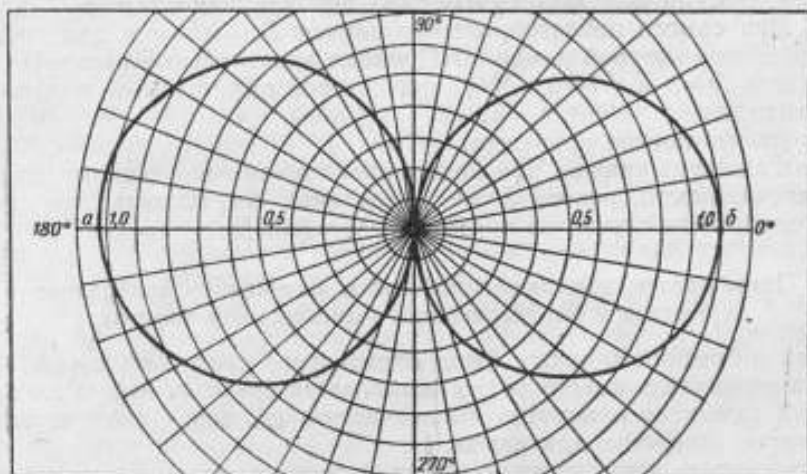


Рис. 6. Диаграмма направленности

дение между величиной электромагнитного поля в точке *a* и в точке *b* достигает $\gamma_1 = \pm 1,0\%$ от средней величины.

Небольшая несимметричность диаграммы направленности достигается вследствие применения для излучателя симметричной рамки.

Погрешность, вызванная некоаксиальным расположением рамок излучателя и ИНП

Как было указано выше, рамки излучателя и ИНП в момент поверки должны быть расположены коаксиально.

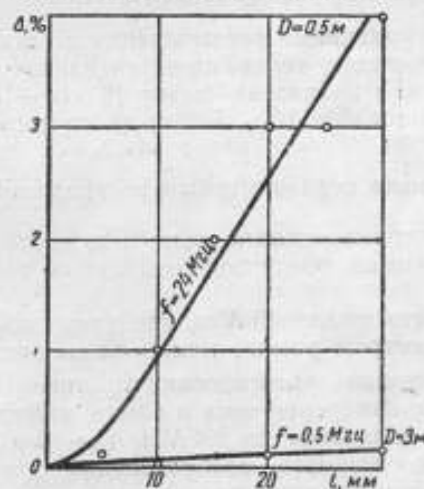


Рис. 7. Погрешность, вызванная некоаксиальным расположением рамок излучателя и ИНП

После ориентирования рамок в одной плоскости и на одной высоте устанавливается их коаксиальное расположение путем поворота рамки

излучателя и рамки ИНП на угол 90° . При этом может быть допущена неточность, что приведет к нарушению коаксиальности рамок.

Инструментальной ошибкой при повороте рамок из-за ее малости можно пренебречь.

Погрешность, вызванная некоаксиальным расположением рамок, была определена опытным путем для двух крайних случаев:

- а) для самого неблагоприятного случая $D = 0,5$ м и для частоты $f = 24$ Мгц, при которой рамки ИНП имеют минимальные размеры, и
- б) для $D = 3$ м и $f = 0,5$ Мгц, при которой рамки имеют максимальные габариты.

Опытные данные приведены на рис. 7.

Как видно из кривых, при максимально возможной ошибке установки коаксиальности, равной 5 мм, предельная погрешность для самого неблагоприятного случая не превышает $\gamma_5 = \pm 0,3\%$.

Погрешность, вызванная побочным излучением генератора сигналов и несовершенной экранировкой трактов

Эта погрешность также была определена опытным путем. Для этого в излучатель вместо рамки вставляется специальный замыкатель, который замыкает накоротко высокочастотную цепь и одновременно экранирует отверстие для рамки.

После этого через тракт излучателя пропускался ток, равный току, проходящему через рамку, и измерялась напряженность поля. Погрешность в значительной степени зависит от расположения аппаратуры и от способов ее питания.

При расположении поверяемого ИНП, излучателя и ГСС-6 на одной линии погрешность будет минимальной.

Питание же ИНП и ГСС-6 необходимо производить от отдельных источников или от одного источника, но через разные стабилизаторы типа СНЭ. В целях питания также желательно применить отдельные высокочастотные фильтры.

Кроме того, ИНП и ГСС-6 должны быть заземлены, причем длина заземляющего провода должна быть значительно меньше $\frac{1}{4}\lambda$. Если будут выполнены все указанные рекомендации, то погрешность, вызванная побочным излучением генератора сигналов и несовершенной экранировкой трактов, в диапазоне частот 12 кгц—10 Мгц не превзойдет $\gamma_6 = 0,5\%$ и в диапазоне 10—25 Мгц не превзойдет $\gamma_6 = 2,0\%$.

Погрешность, вызванная неравномерным распределением тока в рамке

При расчете электромагнитного поля было сделано предположение, что во всех точках рамки течет синусоидальный ток одной и той же величины.

Однако на частотах свыше 15 Мгц, где длина волны начинает быть соизмеримой с периметром рамки, может возникнуть погрешность γ_7 , вызванная неравномерным распределением тока в рамке. В этом случае терморпару для измерения тока в рамке желательно располагать в середине витка. В диапазоне до 25 Мгц ($\lambda = 12$ м) для уменьшения погрешности от неравномерного распределения тока в рамке можно идти по пути уменьшения диаметра (периметра) рамки излучателя.

Величина погрешности, вызванная неравномерным распределением тока в рамке, рассчитывается по формуле:

$$\gamma_7 = (1 - \cos \beta \rho) \cdot 100\%, \quad (21)$$

где ρ — полупериметр рамки.

Для частоты $f=25$ Мгц и радиуса рамки излучателя 0,025 м погрешность $\gamma_1=0,4\%$. На более низких частотах погрешность γ_1 будет еще меньше. Следовательно, во всем диапазоне частот от 12 кгц до 25 Мгц эту погрешность можно не учитывать.

Погрешность, вызванная окружающими предметами

Как известно, электромагнитное поле может быть искажено окружающими металлическими предметами (корпус ИНП, ГСС-6 и т. п.), подводящей электросетью, стенами помещения, а также близостью земли. Для выяснения погрешностей, вызванных окружающими предметами, нами были проведены следующие эксперименты.

Измерители напряженности поля ИНП-3 и ИНП-4 были поверены в комнате лаборатории, представляющей собой помещение с массивными кирпичными стенами, с разветвленной электрической сетью и с разноразмерной лабораторной металлической аппаратурой.

Те же измерители напряженности поля были поверены в измерительном павильоне с деревянными стенами, минимальной электрической проводкой и при минимуме аппаратуры.

Затем все измерения были повторены на антенном поле, свободном от отражающих предметов.

В результате измерений было установлено, что ИНП-3, работающий в диапазоне частот 12 кгц — 1,5 Мгц, можно поверять в лабораторных условиях, если на расстоянии 2 м от него нет металлических предметов, соизмеримых по объему с корпусом ИНП-3.

Расхождения между показаниями ИНП-3 в полевых условиях и в условиях лаборатории лежали в пределах погрешности измерения.

Расхождения между показаниями ИНП-4 в полевых условиях и в условиях лаборатории для верхнего диапазона частот достигли 20%.

Расхождения между показаниями ИНП-4 в полевых условиях и в условиях измерительного павильона для всего диапазона частот от 1,5 до 24 Мгц лежали в пределах погрешности измерений.

Для определения влияния корпуса самого прибора ИНП-4 на правильность его градуировки был поставлен следующий эксперимент на частоте 15 Мгц. С ИНП-4 была снята рамка, на месте ее расположения помещалась такая же рамка, не связанная с корпусом ИНП, но настроенная в резонанс на заданную частоту и подсоединенная к индикатору ламповому вольтметру типа МВЛ-3. Рамки располагались в электромагнитном поле, создаваемом излучателем образцовой установки, на расстоянии D друг от друга. В рамке над ИНП наводилась э. д. с. Затем корпус ИНП удалялся на достаточное расстояние и после подстройки рамки на резонанс производился новый отсчет э. д. с. В результате была получена зависимость изменений э. д. с. от расстояния D .

Данные погрешности Δ , вызванной наличием корпуса ИНП в непосредственной близости от рамки, приведены в таблице.

$D, \text{ м}$	$\Delta, \%$
0,5	6
0,7	9,1
1,0	11,1
1,2	15
1,5	15,7
2,0	15,0

Как видно из таблицы, начиная с расстояния 1,2 м погрешность остается без изменения.

Из полученных результатов можно сделать следующие выводы.

Так как ИНП-4 при данной частоте градуировался на расстоянии $D = 0,7$ м, то погрешность 9,1% вошла в градуировку. Ввиду того, что измерители напряженности поля работают от передающей станции на больших расстояниях, то отградуированный ИНП на расстоянии 0,7 м будет на больших расстояниях иметь систематическую погрешность приблизительно равную 5%.

При данном методе проверки наличие земли не вызывает заметной погрешности, если рамки расположены над землей на высоте не менее 1,75 м, а расстояние между рамками при этом не будет более 1,5 м.

Общая возможная погрешность установки

Результирующая погрешность установки имеет систематические и случайные составляющие.

К числу систематических составляющих погрешности можно отнести следующие:

а) погрешность, вызванную допущениями в формулах, равную $\gamma_1 = -0,5\%$;

б) погрешность, вызванную несинусоидальностью тока в рамке излучателя, равную $\gamma_2 < 0,5\%$;

в) погрешность, вызванную побочным излучением генератора сигналов и недостаточной экранировкой трактов, равную $\gamma_3 = 0,5\%$ для диапазона 12 кГц — 10 МГц и $\gamma_3 = 2,0\%$ для диапазона 10—25 МГц;

г) погрешность, вызванную неравномерным распределением тока в рамке, максимальную на частоте 25 МГц и равную $\gamma_4 = -0,4\%$;

д) погрешность, вызванную несимметричностью диаграммы направленности рамки излучателя, равную $\gamma_5 = 1,0\%$.

К числу случайных составляющих погрешности, складывающихся по геометрическому закону, нужно отнести следующие:

а) погрешность γ_2 , вызванную неточностью измерения величин, входящих в расчетную формулу для напряженности электромагнитного поля, излучаемого образцовой установкой (эта погрешность для разных частот различна и определяется из графика на рис. 5); для частот до 10 МГц предельная погрешность $\gamma_2 < 1,7\%$, для диапазона 10—25 МГц предельная погрешность $\gamma_2 < 2,0\%$;

б) предельную погрешность γ_6 , вызванную некоаксиальным расположением рамок излучателя и ИНП при их установке, равную от 0,1 до 0,3%, и определяемую по графикам рис. 7.

Таким образом, наибольшая возможная результирующая погрешность воспроизведения образцового электромагнитного поля, будет равна:

$$\gamma = \gamma_4 - \gamma_1 - \gamma_2 + \gamma_3 - \gamma_7 \pm \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_6^2}$$

Подставляя наибольшие возможные значения систематических и предельные значения случайных погрешностей, получим следующую наибольшую погрешность воспроизведения образцового электромагнитного поля:

а) для диапазона частот 12 кГц — 10 МГц
 $\gamma = -0,4 \pm 2,5\%$,

б) для диапазона частот 10—25 МГц
 $\gamma = +1,1 \pm 3,0\%$.

Таким образом, величина погрешности метода для поверки и калибровки измерителей напряженности поля в диапазоне частот от 12 *кГц* до 25 *МГц* лежит значительно ниже заданной величины $\pm 5\%$ и, следовательно, предлагаемый метод вполне может быть принят как образцовый.

Литература

1. Термен Ф. и Петтит Д. Измерительная техника в электронике. М., И. Л., 1955.
2. Гольштейн Л. Д. и Зернов Н. В. Электромагнитные поля и волны, 1956.
3. Лорони. Антенны, М., «Советское радио», 1951.
4. Swinward W. D. Measurement of Loop-Antenna Receivers P. I. R. E., июль 1941.
5. Инструкция к измерителю напряженности поля, типа «308-A» фирмы RCA.

ОБРАЗЦОВАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ НАНОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ

В настоящее время нашей промышленностью готовится к выпуску ряд импульсных генераторов наносекундного диапазона. Это вызывает необходимость создания образцовой измерительной установки для государственных испытаний таких генераторов.

Первоочередным и наиболее трудоемким является разработка метода и конструкции аппаратуры для измерения временных параметров наносекундных импульсов. В результате выполнения этой работы во ВНИИФТРИ создана образцовая измерительная установка, обеспечивающая измерения параметров импульсов в диапазоне 2—100 нсек с предельной погрешностью $\pm(0,4 \text{ нсек} + 2\%)$ — при измерении длительности импульса и $\pm(0,1 \text{ нсек} + 14\%)$ — при измерении длительности фронта импульса.

Измерительная установка рассчитана на импульсы амплитудой от 30 до 50 в.

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ УСТАНОВКИ

Образцовая измерительная установка представляет собой осциллографическое устройство, оформленное в виде передвижного шкафа (рис. 1).

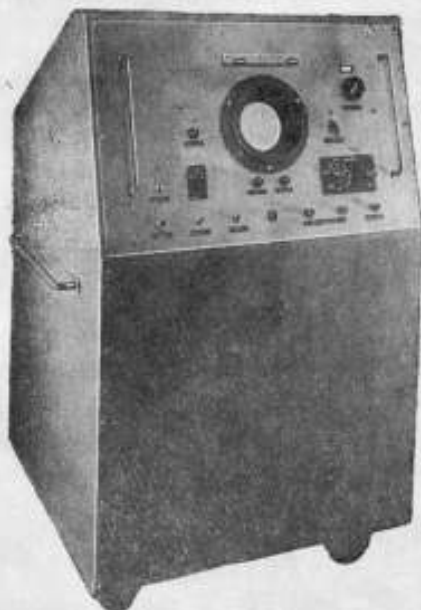


Рис. 1. Общий вид измерительной установки

Блок-схема установки приведена на рис. 2.

Задающий генератор, работающий как в режиме автоколебаний, так и в режиме внешнего запуска, предназначен для запуска схемы осциллографического устройства.

Частота следования импульсов внутреннего задающего генератора имеет фиксированные значения 50, 100, 200, 500, 1000, 2000, 5000, 8000, 10000 гц. Имеется возможность в пределах $\pm 10\%$ плавно менять частоту следования импульсов с задающего генератора около указанных значений.

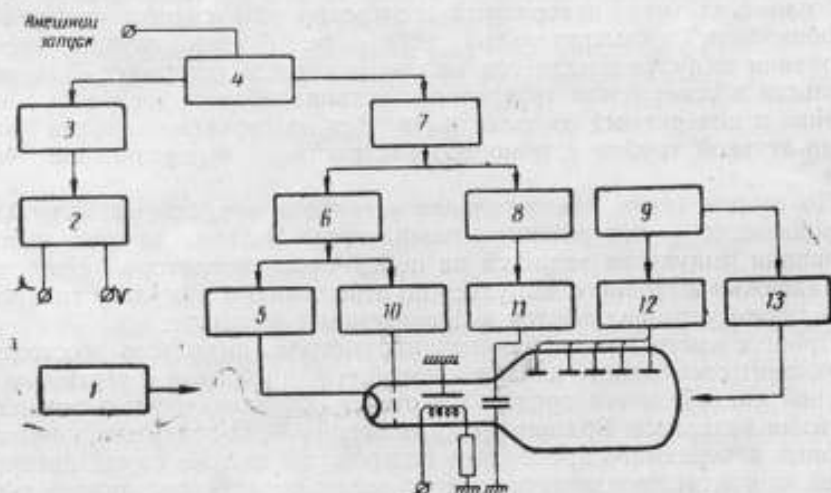


Рис. 2. Блок-схема образцовой измерительной установки.

1—блок питания; 2—генератор синхронизации; 3—переменная линия задержки; 4—задающий генератор; 5—генератор подсвета; 6—генератор запуска; 7—измерительная линия; 8—фиксированная линия; 9—высоковольтный выпрямитель; 10—блок меток; 11—блок развертки; 12—делитель напряжения; 13—блок управления трубкой

Импульсы с задающего генератора подаются на измерительную и переменную линии задержки.

Измерительная линия представляет собой плавную линию задержки, которая может меняться в пределах от 1 до 100 нсек, и предназначена для точных измерений временных параметров импульсов; кроме того, она позволяет сдвигать импульсы на середину экрана электронно-лучевой трубки, что дает возможность наблюдать передний фронт импульса.

С измерительной линии задержки импульсы идут на генератор запуска и фиксированную линию. Фиксированная линия нужна для создания временного сдвига между началом развертки, с одной стороны, и началом импульса подсвета и калибрационными метками, с другой. Этот временной сдвиг выбирается несколько большим, чем время установления амплитуды высокочастотного напряжения калибрационных меток и время нарастания переднего фронта импульса подсвета. С выхода фиксированной линии задержки импульсы подаются на запуск блока развертки, который генерирует развертки трех длительностей — 10 нсек, 50 нсек и 100 нсек.

Генератор запуска в блок-схеме служит для предварительного формирования импульсов подсвета и импульсов, запускающих блок меток. С генератора подсвета импульс отрицательной полярности подается на катод электронно-лучевой трубки.

С блока меток калиброванное по частоте синусоидальное напряжение подается на управляющий электрод электронно-лучевой трубки. Блок меток в установке предназначен для контроля разверток и может быть использован для предварительной оценки временных интервалов.

Частота калибрационных меток равна 100 Мгц.

Импульсы с переменной линии задержки подаются на генератор синхронизирующих импульсов, предназначенный для запуска поверяемого прибора. Генератор выдает импульсы обеих полярностей. Переменная линия задержки позволяет установить необходимый временной сдвиг между измеряемым импульсом и началом развертки.

В блок управления трубкой входят: регулировка яркости, фокусировка, смещение луча по оси X, юстировка луча в отклоняющей системе. При проверке импульсных генераторов могут быть собраны две схемы.

По одной из них поверяемый генератор запускается импульсом синхронизации с измерительной установки. В этом случае частота следования импульсов задается на измерительной установке. Задержка импульсов в поверяемом генераторе устанавливается на минимальное значение и поверяемый импульс выводится на середину экрана электронно-лучевой трубки с помощью задержки в измерительной установке.

По второй схеме измерительная установка запускается импульсом синхронизации с поверяемого генератора. В этом случае частота следования импульсов задается на поверяемом генераторе. Необходимая задержка выходного импульса по отношению к импульсу синхронизации также устанавливается в поверяемом генераторе.

Процесс измерения временных параметров импульсов состоит в следующем: совмещают начало временного интервала с вертикальной визирной линией, затем производят отсчет показания по нониусу плавной линии задержки. Вращая ручку плавной линии задержки, совмещают конец измеряемого временного интервала с той же самой визирной линией; при этом производится второй отсчет по нониусу плавной линии задержки. По отсчитанным значениям и градуировочной кривой определяется длительность временного интервала.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСОВ

Все погрешности при измерении временных параметров импульсов на образцовой измерительной установке можно разделить на погреш-

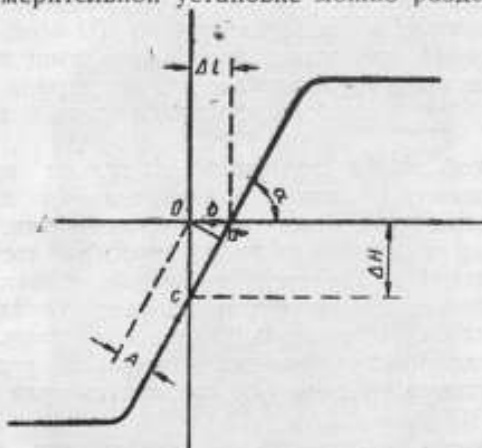


Рис. 3. Положение фронта импульса относительно визирных линий

ность отсчета, погрешность градуировочной кривой и погрешность искажений исследуемых импульсов во входном тракте измерительной установки.

В погрешность отсчета входят погрешность совмещения фронта импульса на заданном уровне с визирной линией, погрешность установки

уровня, погрешность отсчета по нониусу плавной линии задержки и погрешность отсчета по градуировочной кривой.

Как видно из рис. 3, погрешность совмещения равна

$$\Delta l = \frac{A}{\sin \alpha},$$

где

A — отклонение фронта импульса от точки пересечения визирной линии с линией заданного уровня;

α — углы наклона фронта импульса к линии развертки.

Выражая Δl через время и скорость развертки, получим

$$\Delta \tau = \frac{A}{V \sin \alpha}.$$

Относительная погрешность совмещения будет

$$\delta_1 = \frac{A}{\tau V \sin \alpha},$$

где τ — измеряемый временной параметр импульса. Если считать фронт импульса линейным, то

$$\sin \alpha = \frac{k U_m}{\sqrt{(V \tau_\phi)^2 + (k U_m)^2}}$$

и окончательно выражением для погрешности совмещения будет

$$\delta_1 = \frac{A}{\tau V k U_m} \sqrt{(V \tau_\phi)^2 + (k U_m)^2}.$$

где

τ_ϕ — длительность фронта;

U_m — амплитуда импульса;

k — коэффициент чувствительности электронно-лучевой трубки по вертикальному отклонению.

Из последней формулы можно сделать важный вывод, что погрешность совмещения уменьшается при увеличении скорости развертки и амплитуды импульса и увеличивается с увеличением длительности фронта.

Точность совмещения фронта импульса с визирной линией на данном уровне во многом зависит от качества фокусировки электронного луча, от величины временной нестабильности между исследуемым импульсом и разверткой, от положения глаз оператора в момент совмещения, от качества визирной линии.

Экспериментальное исследование показало, что:

а) толщина электронного луча при достаточной его яркости порядка 0,3 мм;

б) нестабильность переднего фронта импульса на самой быстрой развертке не больше 1 мм;

в) параллакс при перемещении угла зрения на 10° не превышает 0,7 мм;

г) толщина визирной линии и линии уровня, наклеенных прямо на стекло электронно-лучевой трубки, не более 0,2 мм;

д) практически ошибка при совмещении не превосходит половины толщины линии.

Если перечисленные погрешности случайны, можно подсчитать численное значение отклонения A .

$$A = \sqrt{0,3^2 + 0,2^2 + 0,7^2 + 0,5^2} = 0,9.$$

Погрешность установки уровня непосредственно связана с погрешностью измерения временного параметра импульса. Эта связь также видна из рис. 3.

$$\Delta l = \frac{\Delta H}{\operatorname{tg} \alpha} = \frac{k \Delta U_m}{\operatorname{tg} \alpha},$$

где ΔU_m — погрешность установки уровня напряжения.

Выражая Δl через время и длительность развертки и считая, что фронт импульса линейный, получим

$$\Delta \tau = \frac{\Delta U_m \tau_{\phi}}{U_m}$$

Относительная погрешность будет

$$\delta_2 = \frac{\Delta U_m \tau_{\phi}}{U_m \tau}$$

Из последней формулы видно, что погрешность измерения временного параметра импульса прямо пропорциональна относительной погрешности установки уровня.

При тщательном нанесении линии уровня ошибка может быть не более 0,3 мм, и тогда

$$\delta_2 = \frac{0,3 \tau_{\phi}}{k U_m \tau}$$

Погрешность отсчета по нониусу плавной линии задержки не превышает 0,1 деления, что соответствует $\Delta \delta_3 = 0,1$ нсек.

Относительная погрешность будет

$$\delta_3 = \frac{0,1}{\tau}$$

Погрешность отсчета $\Delta \tau_1$ по градуировочной кривой зависит от выбранного масштаба и толщины линии. Масштаб градуировочной кривой выбран таким, что погрешность отсчета по градуировочной кривой не определяет общую погрешность измерения временных параметров импульсов. Эта погрешность примерно равна 0,1 нсек при выбранном масштабе 4 мм на 1 нсек. Относительная погрешность отсчета по градуировочной кривой будет

$$\delta_4 = \frac{0,1}{\tau}$$

Градуировка плавной линии задержки проводилась по блок-схеме рис. 4. Измерительная установка запускается импульсом синхронизации с генератора ГКИ-1.

Импульсом с выхода ГКИ-1 запускается генератор на 250 Мгц, с которого пачки высокой частоты подаются на вход измерительной установки.

На экране электронно-лучевой трубки будет видна синусоида с частотой 250 Мгц.

При помощи плавной линии задержки передвигается определенное число полупериодов синусоиды, при этом каждый раз производится от-

счет по нониусу плавной линии задержки. Градуировка плавной линии задержки проводилась на развертках 10 и 50 нсек при различных напряжениях питания, частотах следования импульсов и фронтах запускающих импульсов.

Анализируя полученные результаты, можно сделать следующие выводы.

а) Градуировочная кривая изменяется при изменении длительности развертки. При максимальной задержке 100 нсек разность между двумя градуировочными кривыми на развертке 10 нсек и развертке 50 нсек составляет 3 нсек, т. е. 3%. Для исключения погрешности измерения,

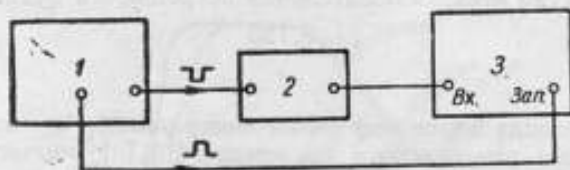


Рис. 4. Блок-схема градуировки плавной линии задержки:

1—генератор (ГКИ) в-ч. напряжения; 2—генератор пачек (250 МГц); 3—осциллограф (СО-1)

обусловленной изменением градуировочной кривой при разных длительностях развертки, необходимо к измерительной установке придать два графика градуировочных кривых для разверток 10 нсек и 50 нсек.

б) При изменении фронта от 0,05 мксек до 0,1 мксек изменение градуировочной кривой в диапазоне от 50 до 100 нсек будет составлять 1 нсек.

Можно предположить, что при уменьшении фронта импульса от 0,05 мксек изменение градуировочной кривой в диапазоне от 50 до 100 нсек также не превысит 1 нсек.

Экспериментально из-за отсутствия запускающего импульса с необходимым фронтом проверить это не удалось.

При уменьшении величины задержки плавной линии от 50 нсек изменение градуировочной кривой также пропорционально уменьшается.

в) Изменение градуировочной кривой в зависимости от частоты следования экспериментально не обнаруживается, так как оно лежит за пределами точности снятия градуировочных кривых.

В погрешность градуировочной кривой входят погрешность совмещения определенного уровня синусоиды с визирной линией, погрешность вариации градуировочной кривой при различных фронтах запускающих импульсов, погрешность проведения градуировочной линии через точки отсчета и погрешность генератора синусоидальных колебаний. Вариация градуировочной кривой обусловлена тем, что в зависимости от крутизны фронта запускающих импульсов меняется в некоторых пределах задержка измерительной линии. Погрешность совмещения при градуировке может быть подсчитана по формуле для δ_1 . Здесь за τ_ϕ следует брать время нарастания напряжения в линейном участке синусоиды и за U_m — удвоенную амплитуду синусоидального напряжения, используемого для калибровки плавной линии. Значение этих величин при градуировке плавной линии были равны $\tau_\phi = 1$ нсек и $U_m = 86$ в, следовательно, погрешность совмещения будет

$$\delta_1 = \frac{0,09}{\tau} \text{ при } V = 10 \frac{\text{мм}}{\text{нсек}}$$

Погрешность вариации градуировочной кривой, как было сказано выше, равна при изменении фронта от 0,05 мксек до 0,1 мксек.

$$\delta_s = 2\% \text{ при } 0 < \tau < 50 \text{ мксек}$$

$$\delta_s = \frac{1}{\tau} \text{ при } 50 < \tau < 100 \text{ мксек}$$

Погрешность проведения градуировочной линии через точки отсчета в основном определяется выбранным масштабом графика.

Можно считать, что линия проводится через точку с погрешностью не более 0,5 мм, тогда в нашем случае эта погрешность будет составлять не более 0,125 мксек. Относительная погрешность будет

$$\delta_s = \frac{0,125}{\tau}$$

Генератор синусоидальных колебаний настраивался в импульсном режиме с помощью резонансного волномера ВМТ-1, имеющего погрешность не более $\delta_r = 0,35\%$.

Искажения исследуемых импульсов полностью определяются переходной характеристикой входного тракта образцовой установки.

Такая переходная характеристика может быть получена или непосредственно на экране электронно-лучевой трубки путем подачи на вход установки прямоугольного импульса, или косвенно, путем снятия частотной характеристики входного тракта с последующим пересчетом.

До 1000 Мгц характеристика линейна, затем она постепенно убывает.

Если считать полосу по уровню 70% от значений ординат при низких частотах, то она более 5000 Мгц.

Переходная характеристика может быть подсчитана по формуле

$$\tau_n = \frac{0,45}{f_s} = \frac{0,45}{5000} = 0,09 \text{ мксек,}$$

где f_s — верхняя частота полосы пропускания.

Погрешности измерения временных параметров импульсов, обусловленные переходной характеристикой, скажутся в затягивании переднего и заднего фронтов импульсов. Это затягивание будет определять погрешности и при измерении длительности импульса. Искажение измеряемого фронта импульса будет

$$\frac{\tau_{\phi_{вмх}}}{\tau_{\phi_{вх}}} = \sqrt{\left(\frac{\tau_n}{\tau_{\phi_{вх}}}\right)^2 + 1},$$

где

- $\tau_{\phi_{вмх}}$ — временный параметр фронта импульса, наблюдаемый на экране электронно-лучевой трубки;
- $\tau_{\phi_{вх}}$ — временный параметр фронта импульса на входе измерительной установки;
- τ_n — длительность фронта переходной характеристики.

Относительная погрешность будет

$$\delta_{\tau_{\phi}} = \sqrt{\left(\frac{\tau_n}{\tau_{\phi_{вх}}}\right)^2 + 1} - 1.$$

Искажение измеряемой длительности импульса за счет искажения фронтов этого импульса, как видно из рис. 5, будет

$$\delta_{\tau_u} = 0,5 \frac{\delta_{\tau_{\phi}}^* \tau_{\phi}^* - \delta_{\tau_{\phi}}' \tau_{\phi}'}{\tau_u}$$

где τ_{ϕ} и τ_{ϕ}' — передний и задний фронты импульса; $\delta_{\tau_{\phi}}'$, $\delta_{\tau_{\phi}}^*$ — искажение переднего и заднего фронтов импульса.

Из формул для δ_{τ_u} и $\delta_{\tau_{\phi}}$ видно, что, если передний и задний

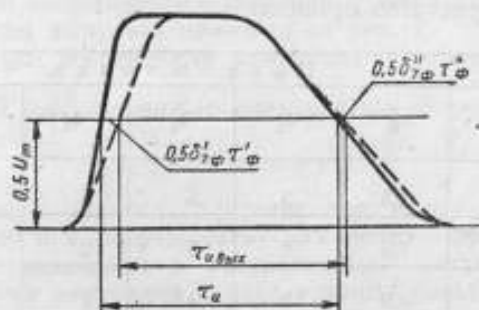


Рис. 5. Искажение фронтов и длительности импульса

фронты импульса одинаковы, то составляющая погрешность δ_{τ_u} будет равна нулю. Если один фронт много больше другого, а следовательно, его искажение стремится к нулю, то выражение для составляющей погрешности δ_{τ_u} примет вид

$$\delta_{\tau_u} = \delta_{\tau_{\phi}} \frac{0,5\tau_{\phi}}{\tau_u}$$

Очевидно, что погрешность при этом будет максимальная.

Рассмотренные составляющие погрешности $\delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4, \delta_5, \delta_6$ являются случайными, поэтому суммарная погрешность может быть подсчитана как корень квадратный из суммы квадратов, т. е.

$$\delta_0 = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2 + \delta_4^2 + \delta_5^2 + \delta_6^2}$$

Погрешности $\delta_{\tau_{\phi}}$ и δ_{τ_u} являются систематическими погрешностями и суммировать их справедливее алгебраически, т. е.

$$\delta = \delta_{\tau_{\phi}} + \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \dots + \delta_6^2}$$

Рассмотрим погрешности при измерении фронта импульса. Как видно из вышеприведенных формул, погрешности измерения зависят как от параметров измерительной установки, так и от параметров самого импульса. Нас будет интересовать зависимость погрешности измерения от длительности временного параметра и от амплитуды импульса. При исследовании зависимости погрешности измерения от длительности фронта положим, что амплитуда импульса $U_m = 30$ в и скорость

развертки $V = \frac{10 \text{ мм}}{\text{нсек}}$

Тогда для составляющих погрешностей будем иметь:

$$\delta_1 = \frac{0,009}{\tau_{\phi}} \sqrt{(10 \tau_{\phi})^2 + 100}; \quad \delta_1' = \frac{0,09}{\tau_{\phi}}; \quad \delta_2 = 0,03;$$

$$\delta_3 = \frac{0,1}{\tau_{\phi}}; \quad \delta_4 = \frac{0,1}{\tau_{\phi}}; \quad \delta_5 = \begin{cases} 0,02 & \text{при } 0 < \tau < 50 \text{ мсек} \\ 1 & \text{при } 50 < \tau < 100 \text{ мсек} \end{cases}$$

$$\delta_{\tau_{\phi}} = \sqrt{\left(\frac{0,09}{\tau_{\phi}}\right)^2 + 1} - 1.$$

Результаты расчетов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Фронт импульсов τ_{ϕ} , мсек	Погрешность, %							
	δ_1	δ_1'	δ_2	δ_3	δ_4	δ_5	δ_6	$\delta_{\tau_{\phi}}$
2	10	4,5	3	5	5	2	6,2	0,25
5	9,2	1,8	3	2	2	2	2,5	0,1
10	9,1	0,9	3	1	1	2	1,25	0,05
20	9	0,45	3	0,5	0,5	2	0,62	0
50	9	0,18	3	0,2	0,2	2	0,25	0
100	9	0,09	3	0,1	0,1	1	0,12	0

Из табл. 1 видно, что:

а) составляющая погрешности совмещения наиболее значительна в сравнении с другими составляющими;

б) составляющие погрешности возрастают с уменьшением измеряемого фронта. При измерении фронта импульса совмещение с визирной линией, установка уровня, отсчет по градуировочной кривой производятся дважды: на уровне $0,1 U_m$ и $0,9 U_m$. Также дважды войдет в измерения и погрешность градуировочной кривой. Поэтому общая погрешность измерения фронтов импульса будет

$$\delta_{\phi} = \delta_{\tau_{\phi}} + \sqrt{2(\delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2 + \delta_4^2 + \delta_5^2 + \delta_6^2 + \delta_1'^2) + \delta_7^2}$$

График общей погрешности при измерении фронта импульса в зависимости от длительности фронта приведен на рис. 6.

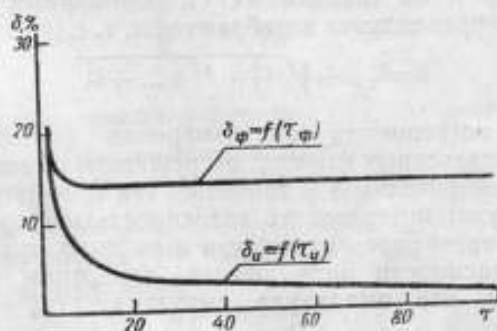


Рис. 6. Графики погрешности измерения в зависимости от длительности временных параметров

При исследовании зависимости погрешности измерения от амплитуды импульсов положим, что длительность фронта остается неизменной и равной 10 нсек и скорость развертки $V=10$ мм/нсек. Тогда для составляющих погрешностей будем иметь:

$$\delta_1 = \frac{0,027}{U_m} \sqrt{100^2 + (0,33 U_m)^2}; \quad \delta_1' = 0,009;$$

$$\delta_2 = \frac{0,9}{U_m}; \quad \delta_3 = 0,01; \quad \delta_4 = 0,01; \quad \delta_5 = 0,02;$$

$$\delta_6 = 0,0125; \quad \delta_{\tau_\phi} = 0.$$

График общей погрешности измерения фронта импульса в зависимости от амплитуды импульса приведен на рис. 7.

Для краткой записи погрешности измерения фронтов импульса при $U_m=30$ в и $V=10$ мм/нсек можно пользоваться формулой

$$\delta_\phi = \pm(0,1 \text{ нсек} + 14\%).$$

В погрешность измерения длительности импульса входят те же составляющие, что и в погрешность измерения фронтов импульса. Однако, по своей величине эти составляющие могут быть меньше в случае, когда форма импульсов близка к прямоугольной. Положим, что фронт импульса $\tau_\phi = 2$ нсек, амплитуда импульса $U_m = 30$ в и скорость развертки $V=10$ мм/нсек. Тогда составляющие погрешности в зависимости от длительности импульсов будут

$$\delta_1 = \frac{0,2}{\tau_u}; \quad \delta_1' = \frac{0,09}{\tau_u}; \quad \delta_2 = \frac{0,06}{\tau_u};$$

$$\delta_3 = \frac{0,1}{\tau_u}; \quad \delta_4 = \frac{0,1}{\tau_u};$$

$$\delta_5 = \begin{cases} 0,02 & \text{при } 0 < \tau < 50 \text{ нсек} \\ \frac{1}{\tau_u} & \text{при } 50 < \tau < 100 \text{ нсек}; \end{cases}$$

$$\delta_6 = \frac{0,125}{\tau_u}; \quad \delta_{\tau_u} = \delta_{\tau_\phi} \cdot \frac{1}{\tau_u}.$$

Составляющие погрешности при изменении длительности импульса приведены в табл. 2.

Таблица 2

Фронт импульсов τ_ϕ , нсек	Погрешность, %							
	δ_1	δ_1'	δ_2	δ_3	δ_4	δ_5	δ_6	δ_{τ_ϕ}
2	10	4,5	3	5	5	2	6,2	0,12
5	4	1,8	1,2	2	2	2	2,5	0,05
10	2	0,9	0,6	1	1	2	1,25	0
20	1	0,45	0,3	0,5	0,5	2	0,62	0
50	0,4	0,18	0,12	0,2	0,2	2	0,25	0
100	0,2	0,09	0,06	0,1	0,1	1	0,12	0

Общая погрешность измерения длительности импульса может быть рассчитана так же, как и общая погрешность измерения фронтов импульса.

Результаты расчета приведены на рис. 6. И, наконец, составляющие погрешностей в зависимости от амплитуды импульса при $\tau_{\phi} = 2$ нсек, $\tau_a = 10$ нсек и $V = 10$ мм/нсек будут

$$\delta_1 = \frac{0,027}{U_m} \sqrt{400 + (0,33U_m)^2}; \quad \delta_1 = 0,009;$$

$$\delta_2 = \frac{0,18}{U_m}; \quad \delta_3 = 0,01; \quad \delta_4 = 0,01;$$

$$\delta_5 = 0,02; \quad \delta_6 = 0,0125; \quad \delta_{\tau_a} = 0.$$

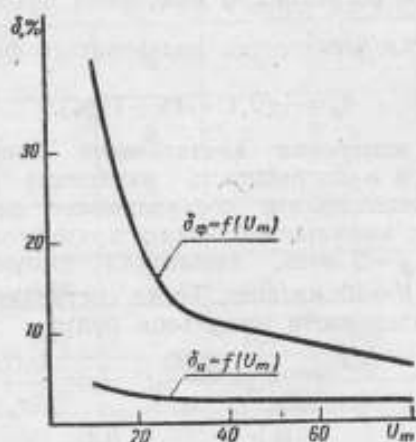


Рис. 7. Графики погрешности измерения в зависимости от амплитуды импульсов

График общей погрешности измерения длительности импульса в зависимости от амплитуды импульса приведен на рис. 7.

Зависимость погрешности измерения длительности импульса для $U_m = 30$ в и $\tau_{\phi} = 2$ нсек может быть записана эмпирической формулой

$$\delta_a = \pm (0,4 \text{ нсек} + 2\%).$$

Следует подчеркнуть, что данные эмпирические формулы для δ_{ϕ} и δ_a справедливы только при определенных наиболее типичных параметрах импульсов. Для параметров импульсов, значительно отличающихся от указанных, следует определять погрешности по общим формулам.

Литература

1. Меерович Л. А., Зедиченко Л. Г. Импульсная техника. М., «Советское радио», 1954.
2. Айзинов М. М. Переходные процессы в элементах радиоустройств. Л., «Морской транспорт», 1955.
3. Халифин Л. М. Основы телевизионной техники. М., «Советское радио», 1955.
4. Муляров М. Н. Электронно-лучевые приборы. М.—Л., Госэнергоиздат, 1954

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие	3
Измерения мощности	
Л. М. Закс. Образцовый автоматический термисторный мост постоянного тока	7
В. И. Проценко. Анализ погрешностей микрокалориметра с проточной жидкостью	24
Л. А. Биргер. Определение эффективной температуры шумового излучения при неравномерном нагреве нагрузки	42
Л. А. Биргер. Погрешность градуировки генераторов шумов, обусловленная отражениями	48
А. И. Бродский. Микрокалориметр для измерения мощности СВЧ	54
Измерения параметров трактов	
А. Н. Ахизер. Измерение малых ослаблений в волноводах	65
Л. Н. Брянский. Точное измерение КСВН с помощью фазовращателя и зондовой головки	86
Элементы трактов	
Г. Г. Петросян. Коаксиальный переключатель на диапазон частот 1000—3000 Мгц	93
А. И. Бродский. Изготовление волноводных устройств методом гальванопластики	96
Измерения напряжений и токов	
М. М. Левин. Применение диодного вольтметра для измерения высокочастотных импульсов напряжения	109
М. М. Левин и Л. М. Пятигорский. Применение диодного вольтметра для измерения несинусоидальных напряжений	116
В. Р. Лопань. Амперметр для частот до 300 Мгц	124
Измерения напряженности поля и параметров импульсов	
В. С. Бузинов. Исследование погрешностей метода проверки измерителей напряженности поля в диапазоне частот от 12 кГц до 25 Мгц	139
Л. С. Неустроев. Образцовая установка для измерения временных параметров наносекундных импульсов	152

Редактор Е. Шнапир
Техн. редактор А. Матвеева
Корректоры: Г. Фролова, И. Гопильская

T-14816 подп. к печ. 26/XI 1960 г. 10,25 ф. п. л. 14,04 усл. п. л. Тир. 3000

Тип. «Московский печатник». Москва, Лялин пер., 6. Зак. 1057

О П Е Ч А Т К И

Страница	В каком месте	Напечатано	Должно быть
38	4 строка снизу	$\sum_i \sigma_{i \text{отн}}$	$\sum_i \sigma_{i \text{отн}}^2$
72	8 . . .	$x_i' = \text{tg}\varphi = \text{tg}$	$x_i' = \text{tg}\varphi_i = \text{tg}$
75	Подпись к рис. 10, 3 строка	δ_1, δ	δ_1, δ_2
109	11 строка снизу	$u_{\text{отн}}$	$u_{\text{—}}$
109	12 . . .	напряжения	напряжения u
139	2 . . . после формулы	E	\bar{E}
155	16 строка сверху	совещения	совмещения
158	5 . . . снизу	фрона	фронта

Редактор Е. Шнапир

Техн. редактор А. Матаева

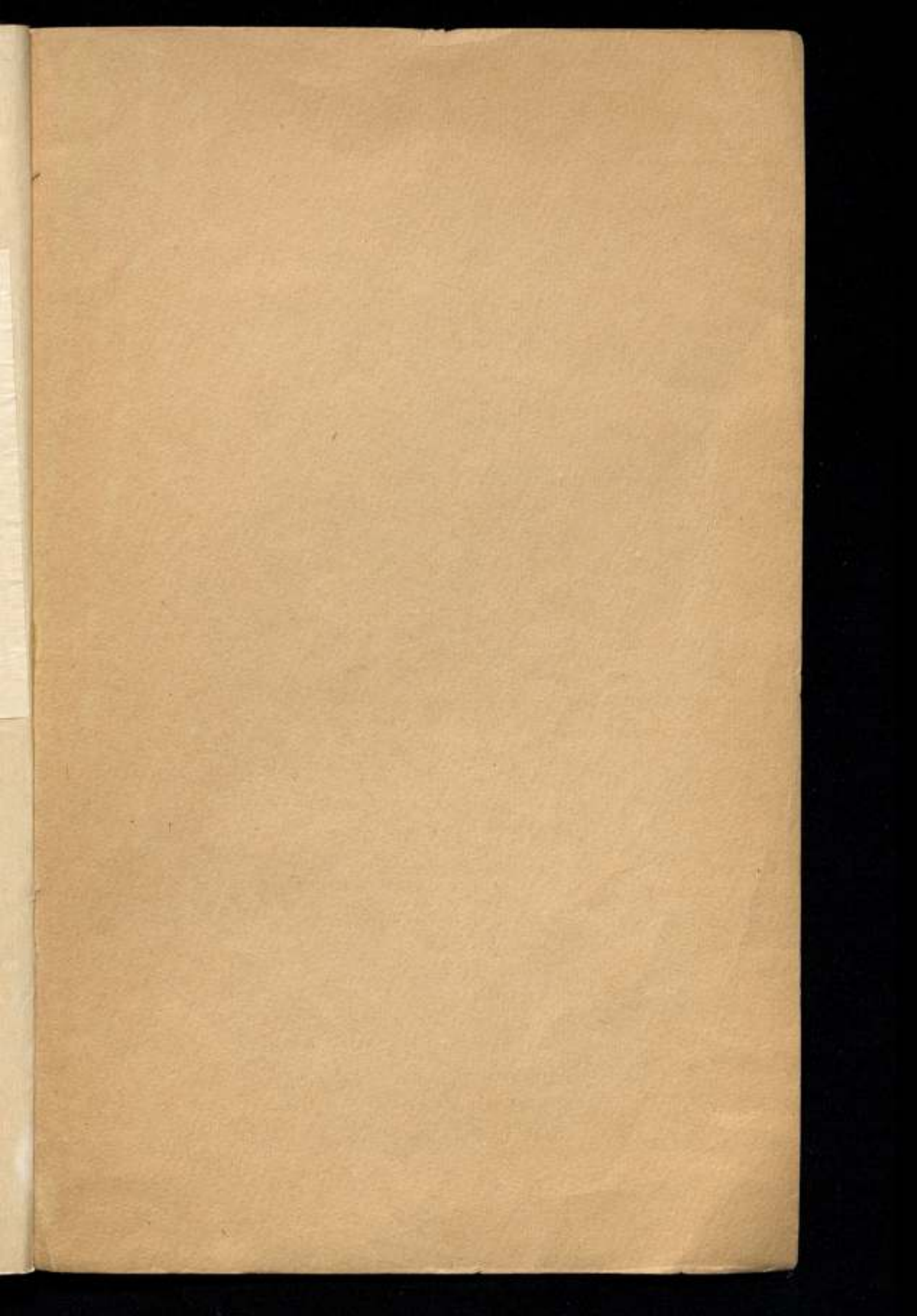
Корректоры: Г. Фролова, И. Топильская

T-14816 подп. к печ. 26/XI 1960 г.

10,25 ф. п. л. 14,04 усл. п. л.

Тир. 3000

Тип. «Московский печатник». Москва, Лялин пер., 6. Зак. 1057



Цена 9 руб. 83 коп.
С 1/1—61 г. цена 98 коп.