

Стр. 28.

О Н Т И

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 65 (125)

СТАНДАРТГИЗ
МОСКВА — 1962



2
1100 4 1 2

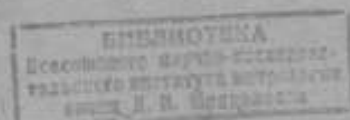
КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

2 /
m 12804
ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА

ВЫПУСК 65 (125)



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ
МОСКВА — 1962

*Ответственный редактор выпуска
канд. техн. наук Л. М. Закс*

Редакционная коллегия:

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

ПРЕДИСЛОВИЕ

Статьи, помещенные в настоящем сборнике, охватывают ряд научно-исследовательских работ, выполненных в 1959—60 гг. институтами Комитета в области радиотехнических измерений.

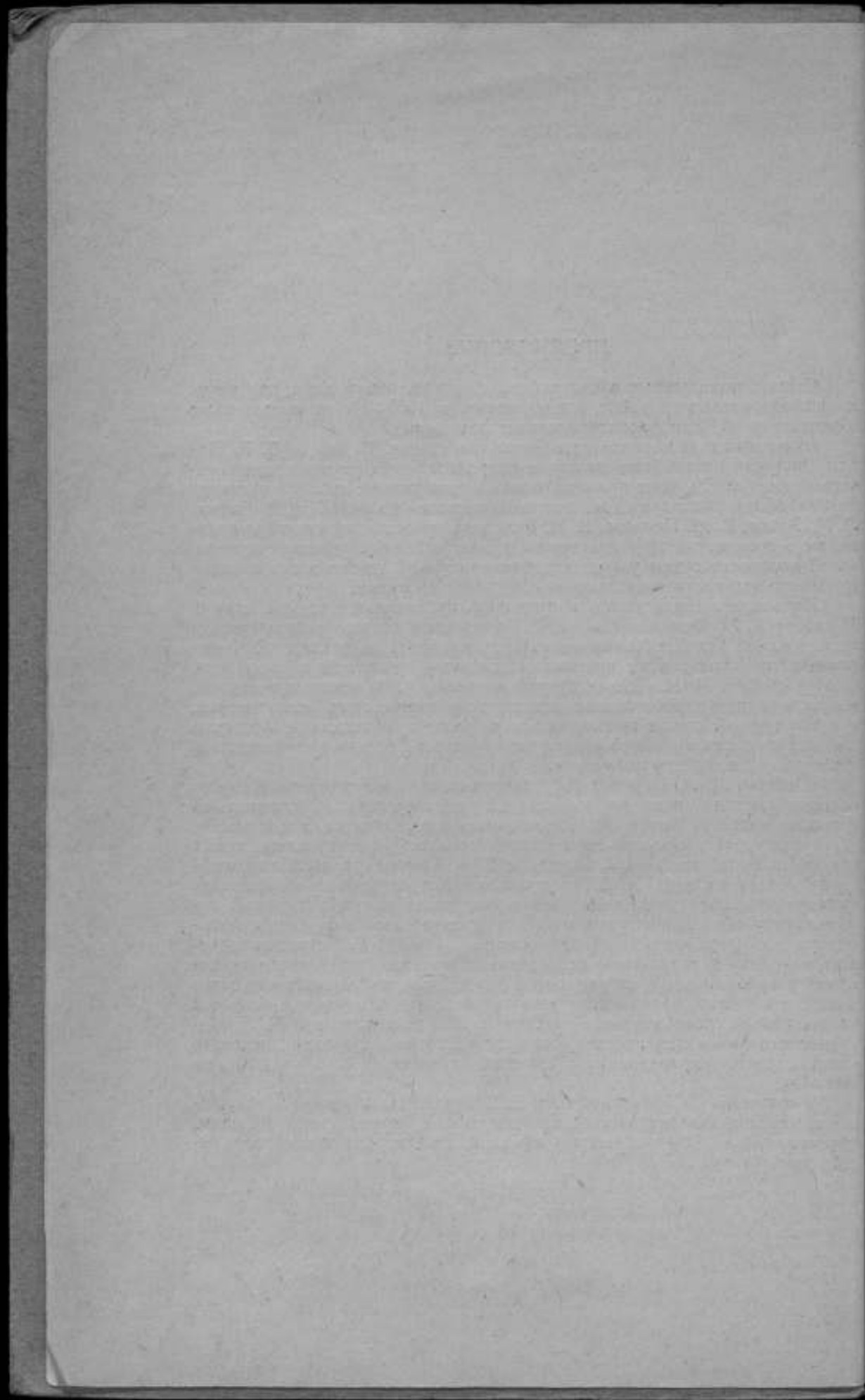
Измерениям мощности посвящены три статьи. В работе В. Р. Лопаня получил дальнейшее развитие разработанный им электродинамический измеритель тока применительно к измерениям тока на частотах до 1000 Мгц и проходящей мощности на частотах до 2000 Мгц. В статьях Л. М. Закса, В. М. Петрова, Е. Н. Беликова предложены способы дальнейшего повышения точности термисторных и болометрических измерителей мощности путем улучшения температурной компенсации и повышения стабильности тока питания измерительных схем.

По вопросам измерения напряжений публикуются четыре статьи. В работе А. М. Федорова и Б. Е. Рабиновича дается исчерпывающее исследование одной из важнейших составляющих погрешностей электронных вольтметров на высоких частотах — пролетной погрешности. В двух статьях М. М. Левина подробно рассмотрены некоторые важные вопросы теории и расчета компенсационных импульсных вольтметров, а в его третьей статье предлагаются удобные приближенные формулы для определения значений аргумента функции Бесселя применительно к расчетам диодных вольтметров.

В статье Л. А. Переверзева дается анализ ранее предложенного автором метода проверки импульсной характеристики измерителей помех на частотах свыше 20 Мгц с помощью коротких радиоимпульсов.

Раздел «Измерения параметров трактов» представлен тремя статьями. В работе А. И. Елькинда и В. А. Тихомандрицкой дано описание созданной в НГИМИП установки для аттестации образцовых коаксиальных нагрузок, вошедшей в настоящее время в типовую номенклатуру образцовых установок для испытательно-поверочных лабораторий по радиоизмерительной технике. Статья Г. Г. Петросян содержит методику и результаты исследования, а также технические требования к прецизионным согласующим трансформаторам сантиметровой диапозона частот, обладающих весьма малыми потерями и большой разрешающей способностью. В работе А. Л. Грохольского и М. Е. Микитинского выводится простая формула частотной поправки дискового конденсатора, справедливая с высокой точностью для частот до 200 Мгц.

В статье Е. Б. Зальцмана и В. Е. Поярковой дан расчет погрешности измерения диэлектрической проницаемости резонансным методом, обусловленной зазором между образцом диэлектрика и стенками резонатора.



ц
п
с
л
р
н
м

р
л
к
т
п

г
н
р
ш

г
ч
т
н
а

Т

Лопань В. Р.
ВНИИФТРИ

**ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ТОКА
И ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ В МЕТРОВОМ
И ДЕЦИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНАХ ВОЛН**

Во ВНИИФТРИ разработан вакуумный электродинамический измеритель тока и проходящей мощности, позволяющий измерять ток силой от 50 ма до 6, а на частотах до 300 Мгц с погрешностью, меньшей 2,5%, и проходящую мощность от 0,2 до 2500 вт в диапазоне частот 150—2000 Мгц с погрешностью, меньшей 2,5%.

В предыдущих работах [1, 2] по исследованию и разработке образцовых приборов, предназначенных для поверки и калибровки термоамперметров, электродинамический измеритель применялся в резонансных системах в виде отрезков коаксиальных линий. Однако, благодаря малым вносимым искажениям и малому потреблению энергии, этот измеритель может быть использован и в передающем тракте для измерения с высокой точностью силы тока в нагрузке, а также проходящей мощности.

Принцип действия. Принцип действия электродинамического измерителя основан на взаимодействии двух токопроводящих систем: передающей линии и помещенного в ее поле короткозамкнутого кольца. Кольцо подвешено на тонкой кварцевой нити и может совершать крутильные колебания с периодом T . Значение тока в линии определяется по формуле:

$$I = \frac{C}{T}, \quad (1)$$

где C — постоянная прибора.

Если передающая линия нагружена на сопротивление, равное волновому, то в ней существует режим бегущей волны и сила тока I_0 , измеренная в любой точке линии, равна силе тока в нагрузке I_n , а проходящая мощность рассчитывается по формуле:

$$P = I_0^2 \cdot Z_0, \quad (2)$$

где Z_0 — волновое сопротивление линии.

Если линия с нагрузкой не согласована, то в ней появляется стоячая волна и по измеренному значению тока в одной точке уже нельзя точно судить о токе в нагрузке или проходящей мощности.

В точках максимума и минимума стоячей волны напряжение и ток находятся в фазе, и входное сопротивление фидера в этих точках чисто активное. Поэтому для проходящей мощности можем записать:

$$P = I_{\max}^2 \cdot R_{\max}.$$

Так как

$$R_{\max} = \frac{U_{\min}}{I_{\max}} = \frac{Z_0 \cdot I_{\min}}{I_{\max}},$$

то

$$P = I_{\max} \cdot I_{\min} \cdot Z_0. \quad (3)$$

Итак, в случае несогласованного тракта проходящая мощность точно определяется на основании измерения тока в точках максимума I_{\max} и минимума I_{\min} стоячей волны.

Из равенства $P = I_{\max} \cdot I_{\min} \cdot Z_0 = I_n^2 \cdot \operatorname{Re}(Z_n)$, учитывая, что

$$\operatorname{Re}(Z_n) = Z_0 \frac{2 \left(\frac{I_{\max}}{I_{\min}} \right)}{\left(\frac{I_{\max}}{I_{\min}} \right)^2 + 1 - \left[\left(\frac{I_{\max}}{I_{\min}} \right)^2 - 1 \right] \cos \Theta},$$

находим формулу расчета силы тока I_n при наличии в линии стоячих волн:

$$I_n = \left[\frac{I_{\max}^2 + I_{\min}^2 - (I_{\max}^2 - I_{\min}^2) \cos \Theta}{2} \right]^{1/2}. \quad (4)$$

где Θ — фазовый угол коэффициента отражения от нагрузки, равный

$$\Theta = \pi \left(\frac{2l_{\min}}{\lambda} + n \right),$$

здесь l_{\min} — расстояние между положениями минимума тока при подключенной нагрузке и опорным минимумом при закороченной линии; n — нечетное число.

Таким образом, к операции нахождения значений I_{\max} и I_{\min} здесь добавляется определение l_{\min} , что несколько усложняет процесс измерений.

Если реактивной составляющей нагрузки можно пренебречь или она скомпенсирована, то в этом случае формула для тока значительно упрощается:

$$I_n = I_{\min}, \quad (5)$$

при $R_n > Z_0$ и $\Theta = 0$,
а также

$$I_n = I_{\max}, \quad (6)$$

при

$$R_n < Z_0 \text{ и } \Theta = \pm n\pi.$$

Очевидно, что не всегда удобно точно установить чувствительные элементы измерителя в точки I_{\max} и I_{\min} , а также пользоваться для этого одним чувствительным элементом. Поэтому, практически измеритель выполняется с двумя чувствительными элементами, расположенными на подвижных каретках, которые раздвигаются на $\lambda/4$. При малом к.с.в. тракта точное размещение чувствительных элементов в точках I_{\max} и I_{\min} не обязательно.

Измерение периода колебаний кольца T производится автоматически специальным отсчетным устройством.

Постоянная прибора S определяется [2] с помощью фотоамперметра на сравнительно низких частотах (10—25 Мгц). При этом к одному концу линии подсоединяется специальная фишка с фотолампой, а к другому — генератор соответствующей частоты. Выходной конец фишки закорачивается, в тракте возникает стоячая волна с пучностью в месте включения фотолампы. Каретки с колбами устанавливаются вблизи закороченного лампой конца линии.

Постоянная C вычисляется по формуле:

$$C = I_{\phi} \cdot T$$

(I_{ϕ} — ток, измеренный фотоамперметром).

Так как чувствительный элемент измерителя реагирует только на магнитную составляющую поля, то определенное указанным способом значение постоянной C справедливо и для бегущей волны в линии. Поскольку измерения в тракте производятся на частотах от 150 Мгц и выше, то полученное значение постоянной C следует умножить на поправочный коэффициент, учитывающий частотную зависимость прибора на низких частотах (25—150 Мгц).

Конструкция прибора. Конструктивно наиболее рациональной передающей линией (рис. 1), пригодной для применения электродинамического измерителя, является коаксиальная линия 1 плоскостного типа. Конструктивные особенности плоской измерительной линии, структура ее поля, возможности согласования с кабелями стандартного сопротивления уже описаны [3].

В данной работе в качестве передающей линии использованы серийно выпускаемые измерительные линии ЛИ-3 и ЛИ-4 (75-омные секции). Каретки для линий изготовлялись отдельно, по две для каждой линии. На каретках в вакуумированных стеклянных колбах 2 размещены чувствительные системы измерителя.

Чувствительная система состоит из кольца 3, приклеенного к нему кварцевого стерженька 4, и зеркальца 5.

Система подвешивается внутри колбы на тонкой кварцевой нити 6. Монтаж чувствительной системы и ее подвешивание производится по специальной технологии.

В отличие от ранее описанной конструкции [2] колба измерителя отпаяна, постоянство вакуума (10^{-5} мм рт. ст.) обеспечивается гетерами 7, распыляемыми в боковых камерах. Размещение чувствительной системы в отдельной вакуумированной колбе создало определенные удобства в работе с прибором, повысило его конструктивную надежность.

Вверху колбы сделано коническое сужение 8, куда вставляется стеклянная пробка с укрепленным подвесом. Внизу колба заканчивается плоским дном 9. Чувствительный элемент внутри колбы размещается так, чтобы кольцо находилось на расстоянии 0,2—0,5 мм от дна.

Вблизи от дна колбы сделана перетяжка 10, препятствующая соприкосновению кольца со стенками колбы. Последнее весьма существенно, так как при трении кольца о стенки возникают поверхностные заряды, оказывающие влияние на процесс измерения. По этой же причине место перетяжки с внутренней стороны металлизировано испарением металла (нихром) в вакууме. Слегка может металлизироваться и вся нижняя часть колбы. Сопротивление металлической пленки равно примерно 10 ком/см^2 . Такая пленка влияния на поле в линии практически не оказывает.

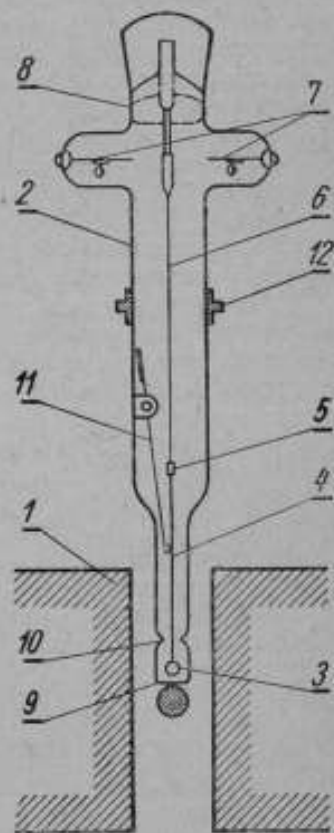


Рис. 1. Схематическое изображение электродинамического измерителя тока и проходящей мощности

Часть колбы, не погружаемая в линию, снаружи покрывается проводящим лаком.

В связи с тем, что в вакууме любые колебательные движения чувствительного элемента затухают очень медленно, необходимо применять специальный успокоитель. В данной конструкции он основан на механическом принципе и представляет собой перемещающееся на кернах коромысло II, с одной стороны которого находится молоточек, с другой — якорь из ферромагнитного материала (пермаллой).

Коромысло приводится в движение электромагнитом, помещаемым снаружи колбы. Успокоение чувствительного элемента производится путем соприкосновения молоточка с кварцевым стержнем системы и последующего плавного отвода молоточка от стержня. Управление успокоителем осуществляется несложной электронной схемой, питающей электромагнит. Предусмотрено также ручное управление с помощью постоянного магнита.

Описанный успокоитель одновременно играет роль арретира. При арретировании молоточек прижимает чувствительный элемент к стенке баллона.

В стационарной системе вместо электромагнита используется миниатюрный постоянный магнит.

В арретированном состоянии колбу можно транспортировать в любом положении. Снаружи на колбе укреплен установочный цоколь 12 в виде обоймы с круговыми направляющими. Цоколевка колб осуществляется в специальном юстировочном станке. Положение цокольного гнезда в станке точно имитирует положение цокольных гнезд на каретках линии относительно ее оси. Юстировка заключается в такой регулировке положения колбы перед заливкой цоколя, чтобы при ее установке на каретку центр кольца чувствительного элемента и ось линии лежали в одной вертикальной плоскости.

Регулировка положения колбы по вертикали производится с помощью специального резьбового механизма, размещенного на каретке, угловые смещения производятся вращением цоколя в гнезде каретки.

На одной из кареток линии расположен электрический зонд. Зонд с детекторной головкой используется для непрерывной индикации поля при установке чувствительного элемента в требуемую точку передающей линии.

На каретках также размещены оптические камеры отсчетного устройства. Благодаря использованию многократных отражений от зеркал удалось создать весьма малогабаритную оптическую камеру при общей длине светового луча около метра.

Электронный блок отсчетного устройства выполнен по более совершенной, чем ранее [1], схеме и отличается надежностью в работе. В фотореле применено чувствительное фотосопротивление. Число отсчитываемых периодов может меняться от 1 до 20.

Наличие в приборе специального успокоителя снижает влияние посторонних вибраций. Однако, вибрации могут воздействовать во время измерения, когда успокоителем нельзя воспользоваться. По этой причине прибор располагается на амортизаторах из пористой резины, обеспечивающих необходимую кратковременную защиту от вибраций основания. Хороший результат дает расположение прибора на кронштейне, укрепленном на капитальной стене. На рис. 2 приведено фото измерителя тока и проходящей мощности на линии ЛИ-3.

Пределы измерения. Особый интерес представляет получение возможно меньшего нижнего предела измерений электродинамического измерителя тока и мощности. Это не только расширяет область применения прибора, но также дает возможность непосредственно сравнить измеритель с болометрическим и другими измерителями мощности, имеющими верхний предел измерения менее 0,5—1 вт.

Нижний предел измерения прибора принципиально ограничивается чувствительностью его механизма и фактически определяется допустимой случайной погрешностью измерений.

Вопрос о нижнем пределе вакуумного электродинамического амперметра на коаксиальной линии уже достаточно подробно освещен [2].

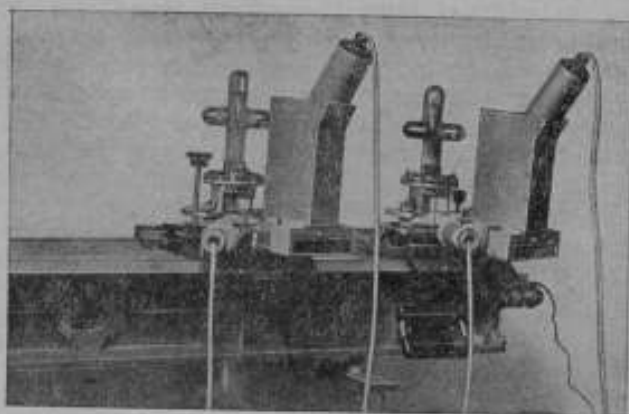


Рис. 2. Электродинамический измеритель тока и проходящей мощности на линии ЛН-3

Эти основные положения справедливы и для рассматриваемого измерителя. При весьма малых токах необходимо точно учитывать собственный период колебаний кольца T_0 , т. е. период колебаний без тока. С учетом периода T_0 формула для определения измеряемого тока имеет вид:

$$I = \frac{c \sqrt{1 - \left(\frac{T}{T_0}\right)^2}}{T} \quad (7)$$

где T — период колебаний кольца при наличии тока. Как T , так и T_0 измеряются отсчетным устройством в процессе измерения. С уменьшением измеряемого тока T приближается к T_0 и отношение $\frac{T}{T_0}$ стремится к единице.

Значение нижнего предела измерений зависит от того, насколько близким к единице можно взять отношение $\left(\frac{T}{T_0}\right)$ при сохранении заданной погрешности измерений.

Предельное значение отношения $\left(\frac{T}{T_0}\right)$ можно получить из выражений для частных погрешностей $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_T$ и $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{T_0}$ измерения силы тока, обусловленных неточностью определения периодов T и T_0 . Дифференцируя (7) получаем следующее:

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_T = - \left[1 + \frac{\left(\frac{T}{T_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{T}{T_0}\right)^2} \right] \cdot \frac{\Delta T}{T} \quad (8)$$

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{T_0} = \left[\frac{\left(\frac{T}{T_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{T}{T_0}\right)^2} \right] \cdot \frac{\Delta T_0}{T_0} \quad (9)$$

Очевидно, что чем меньше случайные погрешности $\frac{\Delta T_0}{T_0}$ и $\frac{\Delta T}{T}$ в определении T_0 и T , тем ближе к единице можно взять $\frac{T}{T_0}$ и тем меньше будет нижний предел измерений.

Существенное значение имеет и стабильность T_0 во времени. С уменьшением величины T_0 погрешность его определения уменьшается, а стабильность увеличивается.

Однако уменьшение периода T_0 при прочих равных условиях ведет к увеличению нижнего предела измерения, поэтому необходимо искать разумный компромисс между этими двумя факторами.

Результаты экспериментального исследования подвесов с разными значениями T_0 показывают, что наиболее рациональной является величина $T_0 = 17-25$ сек.

Случайная погрешность при этом не превысила значения:

$$\frac{\Delta T_0}{T_0} = \pm 0,25\% . \quad (10)$$

Погрешность $\frac{\Delta T}{T}$ вблизи от нижнего предела тоже не превышает $\pm 0,25\%$.

Погрешности (8) и (9) имеют случайный характер и их можно просуммировать под корнем:

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_z = \sqrt{\left[\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_T\right]^2 + \left[\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{T_0}\right]^2} . \quad (11)$$

Если за допустимое значение погрешности $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_z$ на нижнем пределе измерения принять величину $+1\%$, то предельное значение отношения $\frac{T}{T_0}$, определяемое по (8), (9), (10), (11), равно:

$$\frac{T}{T_0} = 0,85 . \quad (12)$$

Разумеется, что при измерениях вдали от нижнего предела отношение $\frac{T}{T_0}$ будет меньшим и погрешность $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_z$, обусловленная неточностью определения периодов T и T_0 , невелика.

Исследуем конструктивные возможности достижения минимального нижнего предела измерения.

Подставляя в (7) условие (12) получаем следующее равенство:

$$I = 0,5 \frac{C}{T_0} . \quad (13)$$

Из этого следует, что для получения возможно меньшего нижнего предела необходимо уменьшать постоянную прибора и увеличивать период собственных колебаний. Выше указывалось, что увеличивать T_0 более 25 сек нецелесообразно, так как при этом увеличивается случайная погрешность его измерения и ухудшается стабильность. Большой период T_0 неудобен также тем, что возрастает время измерения. Поэтому, основное внимание было уделено получению возможно меньшего значения C при периоде порядка 17—25 сек.

В предыдущей работе [2] было показано, что для уменьшения C необходимо уменьшать радиус кольца a , диаметр d его проводника и расстояние h между центром кольца и осью линии, а также использовать для кольца металл с малой плотностью. Эти же соображения остаются справедливыми и для настоящего случая.

Применение очень легких колец возможно только в колбах с хорошим вакуумом (10^{-5} мм рт. ст.), в противном случае колебания кольца из-за сопротивления воздуха либо очень быстро затухают, либо вообще не могут возникнуть.

При экспериментальных исследованиях использовались кольца с радиусами 5; 3,5; 2,5 и 2 мм и с диаметрами проводников 0,3; 0,2 и 0,15 мм. Материалом для колец служили дюралюминий с плотностью $\rho = 2,7$ г/см³ и сплав типа «Электрон» с $\rho = 1,87$ г/см³. Кольцо подвешивалось внутри колбы на расстоянии не более 0,3 мм от дна. Толщина дна колбы составляла 0,5 мм, колба дном касалась внутреннего проводника линии. Получали последовательно следующие значения C : 6,5; 4,5; 3,5; 3; 2,8; 2,6; 2,4 а·сек.

Последнее значение получено для кольца с $a = 2$ мм, $d = 0,15$ мм из сплава типа «Электрон».

Благодаря разработке специальной технологии изготовления подвесов из сверхтонких кварцевых нитей (не толще 1 мк) удалось получить для столь легкого (0,3 мг) кольца собственный период колебаний не менее 17—25 сек.

В соответствии с (13) при $T_0 = 25$ сек, $C = 2,5$ а·сек, нижний предел измерения электродинамического измерителя тока и мощности равен по силе тока:

$$I_{\min} = 50 \text{ ма},$$

и по мощности для согласованной линии в 75 ом:

$$P_{\min} = 185 \text{ мвт.}$$

Верхний предел измерения электродинамического измерителя тока и проходящей мощности ограничивается электрической прочностью линии. Значение имеет и предельная величина периода колебаний кольца T_{\min} , уверенно отсчитываемая отсчетным устройством. Последнее обстоятельство практически и определяет верхний предел измерений данного измерителя с чувствительной системой одного типа.

Предельное значение T_{\min} составляет 0,4—0,5 сек. Собственный период колебаний T_0 при больших токах влияния уже не оказывает.

Таким образом, верхний предел измерений по току при $C = 2,5$ а·сек равен:

$$I_{\max} = \frac{C}{T_{\min}} = 6a,$$

что соответствует проходящей мощности в 2500 вт.

Испытать измеритель на верхнем пределе измерений в лаборатории не было возможности, так как для этого требуются мощные генераторы. Измеритель испытывался при силе тока 1,2 а и мощности генератора в 100 вт.

Частотные пределы и погрешность измерения. Результаты анализа погрешностей и экспериментальные исследования электродинамического измерителя проходящей мощности показывают, что его частотный диапазон лежит в пределах 150—2000 Мгц при максимальной погрешности $\pm 2,5\%$. Величина погрешности в некоторых пределах зависит от величины измеряемой мощности и частоты.

Измерение силы тока в нагрузке обычно производится на частотах не более 300 Мгц (проверка измерителей тока в антенне «ИТМ»). Мак-

симальная погрешность измерения силы тока в нагрузке измерителем на линии ЛН-3 не превосходит $\pm 2,5\%$.

Подробный анализ погрешностей и результаты экспериментальных исследований электродинамического измерителя тока и проходящей мощности будут приведены в следующей статье.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лопань В. Р. Электродинамический амперметр для частот до 100 Мгц. Труды институтов Комитета, вып. 44 (104), 1960.
2. Лопань В. Р. Вакуумный электродинамический амперметр. Труды институтов Комитета, вып. 48 (108), 1960.
3. Wholy W. B., Eldred W. N., Новый тип измерительной линии. Proc. JRE, v. 38, № 3, 1950.

Статья поступила в июле 1961 г.

Закс Л. М. и Петров В. М.

ВНИИФТРИ

НОВЫЙ МЕТОД ТЕМПЕРАТУРНОЙ КОМПЕНСАЦИИ ТЕРМИСТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ С. В. Ч. МОЩНОСТИ

Описан новый метод регулируемой термокомпенсации термисторных измерителей мощности с помощью инерционного термистора, включаемого в цепь обратной связи стабилизатора, питающего измерительный мост. Метод обеспечивает возможность точной настройки термокомпенсации по изменению показаний измерителя мощности. Дан расчет схемы и приведены результаты ее экспериментальной проверки, показывающие возможность достижения нестабильности показаний, не превышающей 0,05 мквт/мин.

Одним из главных факторов, определяющих нестабильность показаний термисторных измерителей малой мощности сверхвысокочастотных колебаний является нестабильность температуры термистора, зависящая от разности температур измерительного тракта и термисторной головки, от изменения температуры окружающей среды, от мощности, выделяющейся в термисторе, а также от конструкции головки. Даже применение термостатированных термисторных головок специальной конструкции, позволяющей уменьшить влияние температуры внешней среды за счет хорошей тепловой изоляции головки и большой ее инерционности (например, образцовые волноводные головки типа ОТГВ, разработанные во ВНИИФТРИ), дает возможность снизить нестабильность показаний термисторного измерителя, вызываемую нестабильностью температуры, практически лишь до 1 мквт/мин после предварительного длительного выдерживания головки в неизменных тепловых условиях. Дальнейшее снижение нестабильности возможно только с помощью температурной компенсации.

Известные методы температурной компенсации нестабильности показаний термисторных измерителей с.в.ч. мощности основаны на использовании в качестве вспомогательного компенсационного термистора либо термистора того же типа, что и измерительный с.в.ч. термистор, либо инерционного термистора, сопротивление которого зависит только от температуры окружающей среды и практически не зависит от протекающего через него тока; компенсационный термистор в последнем случае включается непосредственно в цепь питания термисторного моста [1]. В обоих случаях нельзя обеспечить достаточно высокую эффективность температурной компенсации, зависящую как от разброса параметров термисторов так и от температуры окружающей среды. Кроме того, поскольку дополнительная мощность, рассеиваемая в термисторной головке на компенсационном термисторе, равна или превышает мощность, рассеиваемую на измерительном термисторе, то изменение температуры измерительного термистора от самопрогрева головки увеличивается.

В образцовом термисторном мосте постоянного тока МТО-1, выполненном по схеме сравнения тока питания моста с опорным током [2], для компенсации погрешности от нестабильности температуры термистора использовано включение в цепь опорного тока компенсационного термистора того же типа, что и измерительный термистор, установленного в непосредственной близости к нему в термисторной головке. Температурная компенсация в мосте МТО-1 работает при различных значениях сопротивлений рабочего термистора, но ее эффективность зависит от идентичности параметров измерительного и компенсационного термисторов. Ввиду большого разброса параметров термисторов такая компенсация позволяет уменьшить дрейф нуля от нестабильности температуры термистора практически лишь в 3—4 раза. В термисторном измерителе с в.ч. мощности с термисторным мостом переменного тока типа ВИМ-1 [3] для температурной компенсации используется термистор, аналогичный измерительному, включенный в плечо вспомогательного моста. Однако, компенсационный термистор установлен не в термисторной головке, а в корпусе прибора, благодаря чему условия теплопередачи у измерительного и компенсационного термисторов неодинаковы. Температурная компенсация в термисторном измерителе ВИМ-1 рассчитана лишь на один тип измерительного термистора при одном значении его рабочего сопротивления и не является регулируемой.

Схемы температурной компенсации с инерционным компенсационным термистором, включенным непосредственно в цепь питания моста (параллельно термисторному мосту), могут применяться лишь в ограниченных случаях, а именно для термисторных мостов невысокой точности с малым потреблением мощности от источника питания, к которым относятся, например, некоторые, неуравновешенные мосты [1]. Мощность, рассеиваемая в компенсационном термисторе такого моста, составляет 20—30 мвт, то есть сравнима или превышает мощность, рассеиваемую в рабочем с.в.ч. термисторе. Температурная компенсация в этих мостах также рассчитана лишь на один тип измерительного термистора при одном значении его рабочего сопротивления; эффективность компенсации невысока ввиду разброса параметров измерительных термисторов и зависит от температуры окружающей среды.

Для универсальных термисторных мостов высокой точности, предназначенных для работы в широком частотном диапазоне с комплектом различных по своим параметрам головок, схемы компенсации с включением компенсационного термистора непосредственно в цепь питания моста не могут быть применены ввиду недопустимо большой мощности, рассеиваемой в компенсационном термисторе.

В связи с этим возникла необходимость разработки эффективного и достаточно универсального метода температурной компенсации, обеспечивающего компенсацию нестабильности показаний термисторного измерителя с высокой точностью при различных типах используемых измерительных термисторов и разных значениях рабочих сопротивлений.

Условие температурной компенсации и параметры с.в.ч. термистора. Условие температурной компенсации будет выполнено, если при изменении температуры термисторной головки изменение сопротивления компенсационного термистора приводит к такому изменению силы тока измерительного термистора, а следовательно, и рассеиваемой в нем мощности, что температура и сопротивление измерительного термистора сохраняются постоянными.

Соотношение между относительными изменениями силы тока и мощности подогрева термистора имеет вид:

$$\frac{\Delta P_T}{P_T} = 2 \frac{\Delta I_T}{I_T} \quad (1)$$

При измерении температуры термистора на $\Delta t^{\circ}\text{C}$ мощность подогрева термистора изменится на величину

$$\Delta P_T = \beta \Delta t, \quad (2)$$

где β — коэффициент теплоотдачи термистора.

Из (1) и (2) получаем условие температурной компенсации:

$$\frac{\Delta I_T}{I_T} = \frac{\beta \Delta t}{2P_T}. \quad (3)$$

Таким образом, относительное изменение тока измерительного термистора, соответствующее изменению мощности, рассеиваемой в термисторе при изменении температуры окружающей среды на $\Delta t^{\circ}\text{C}$, определяется коэффициентом теплоотдачи и мощностью, рассеиваемой в термисторе.

На основании полученных во ВНИИФТРИ экспериментальных данных, а также технических условий на термисторы типов ТВ и ТК можно считать, что коэффициенты теплоотдачи термисторов Т8М, Т9, ТШ-2, ТК-2-50, ТК-2-75 и ТВ-2-250, применяемых в настоящее время в отечественных термисторных головках, лежат в пределах от 0,05 до 0,26 мвт/град. Соответствующие им относительные изменения тока термистора $\frac{\Delta I_T}{I_T}$, вызываемые изменением температуры, составляют при рабочем сопротивлении термистора $r_T = 50$ ом и мощности, рассеиваемой в термисторе, $P_T = 20$ мвт от 0,12 до $0,65 \frac{\%}{\text{град}}$; а при $r_T = 400$ ом, $P_T = 8$ мвт — от 0,44 до $1,62 \frac{\%}{\text{град}}$, что соответствует изменению мощности, рассеиваемой в термисторе, $\Delta P_T = 2P_T \frac{\Delta I_T}{I_T}$ в пределах от 50 до 260 мквт/град.

Произведем расчет параметров схемы температурной компенсации с включением компенсационного термистора параллельно мосту непосредственно в цепь источника, питающего термисторный мост (рис. 1). Сопротивление компенсационного термистора r_k и добавочное сопротивление r_d , в которое входит внутреннее сопротивление источника, образуют плечи делителя напряжения источника.

Применяя метод эквивалентной э.д.с. в предположении, что для малых измерений токов схема моста является линейной, получим следующее выражение для относительного изменения тока термистора $\frac{\Delta I_T}{I_T}$, равное относительному изменению тока питания моста $\frac{\Delta I_M}{I_M}$.

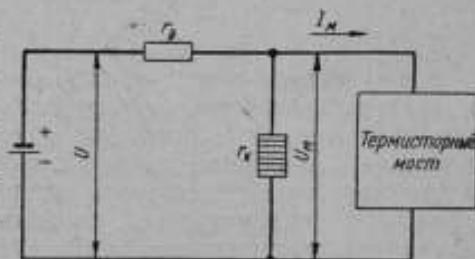


Рис. 1. Схема температурной компенсации с включением компенсационного термистора параллельно мосту

$$\frac{\Delta I_T}{I_T} \approx \frac{\Delta I_M}{I_M} = \frac{\alpha_k \Delta t}{1 + \frac{r_k}{r_m} \left(1 + \frac{r_m}{r_d} \right)} = \alpha_k \Delta t \frac{1 - \frac{U_M}{U}}{1 + \frac{r_k}{r_m}}, \quad (4)$$

где r_m — входное сопротивление термисторного моста;

α_k — температурный коэффициент компенсационного термистора;

U — напряжение источника питания;

$U_m = I_m r_m$ — падение напряжения на входном сопротивлении моста.

На основании выражения (4), являющегося условием температурной компенсации для рассматриваемой схемы, определяется требуемое значение r_x при заданных значениях α_x и $\frac{\Delta I_T}{I_T}$. Мощности P_m и P_k , рассеиваемые, соответственно, во входном сопротивлении моста r_m и в компенсационном термисторе, связаны между собой соотношением:

$$P_x = \frac{r_x}{r_m} P_m. \quad (5)$$

Используя (4) и (5), получим:

$$P_k = \frac{P_m}{1 - \frac{U_m}{U} \alpha_x \frac{\Delta I_T}{I_T}}. \quad (6)$$

Определим мощность P_k , рассеиваемую в компенсационном термисторе, для схемы температурной компенсации макета двойного термисторного моста, осуществленного во ВНИИФТРИ, для которого $r_m \approx 600 \text{ ом}$, $U = 40 \text{ в}$. При сопротивлении термистора $r = 50 \text{ ом}$, $\frac{\Delta I_T}{I_T} = 0,006$, $I_m \approx 2 I_T = 40 \text{ ма}$, $\alpha_x = 0,03 \frac{1}{\text{град}}$ мощность, рассеиваемая в компенсационном термисторе (6), составит недопустимо большую величину:

$$P_k = \frac{0,04^2 \cdot 600}{0,03 \frac{1 - \frac{24}{40}}{0,006} - 1} = 0,96 \text{ вт}.$$

Новый метод температурной компенсации. Предлагаемый метод температурной компенсации погрешности от нестабильности температуры термистора [4] основан на использовании инерционного компенсационного термистора, установленного в термисторной головке и находящегося в непосредственном тепловом контакте с телом головки, в одинаковых температурных условиях с рабочим термистором и имеет следующие принципиальные особенности:

а) инерционный компенсационный термистор включен не в цепь питания моста, а в цепь опорного напряжения стабилизатора напряжения или тока, являющегося источником питания моста, что дает возможность снизить мощность, дополнительно рассеиваемую на компенсационном термисторе, до пренебрежимо малой величины и тем самым повысить эффективность температурной компенсации по сравнению со схемами с включением компенсационного термистора непосредственно в цепь питания моста;

б) температурная компенсация является универсальной и позволяет получить точную компенсацию нестабильности показаний измерителя мощности для любого типа измерительного с.в.ч. термистора, при любом значении рабочего сопротивления термистора, путем настройки компенсации в процессе работы прибора перед измерением с.в.ч. мощности непосредственно по изменению показаний, наблюдаемому по отчетной шкале измерителя мощности.

Настройка осуществляется изменением температурного коэффициента того плеча мостового делителя опорного напряжения стабилизатора тока или напряжения, в которое включен компенсационный тер-

мистор (рис. 2 и 3). При этом простым поворотом ручки переключателя дрейф уменьшается до минимального. В случае перекомпенсации направление дрейфа изменяется на противоположное.

Таким образом, точность компенсации не зависит от параметров применяемых измерительных термисторов и от температуры окружающей среды.

Для любой термисторной головки может быть составлена градуировочная таблица зависимости положений указателя настройки компенсации от рабочего сопротивления термистора, когда имеет место наиболее точная компенсация. В качестве компенсационных термисторов могут быть использованы, например, термосопротивления типов ММТ-9, ММТ-12 и КМТ-12.

При изменении температуры головки изменяется температура рабочего и компенсационного термисторов, находящихся в одинаковых температурных условиях. Возникающее при этом изменение сопротивления компенсационного термистора, включенного в опорную цепь стабилизатора напряжения (или стабилизатора тока), приводит к изменению напряжения (или тока) стабилизатора и, следовательно, тока измерительного термистора и мощности, рассеиваемой в нем, так что температура термистора, определяющая его сопротивление постоянному току, остается неизменной. Следовательно, при изменении темпе-

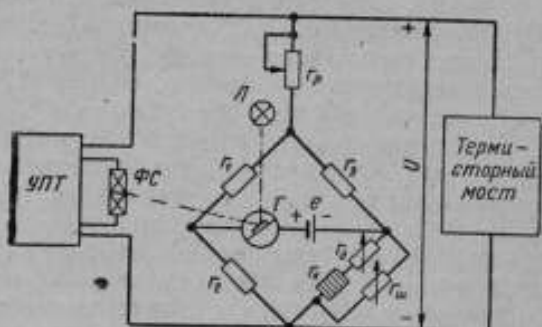


Рис. 2. Схема температурной компенсации с источником питания — фотокомпенсационным стабилизатором напряжения

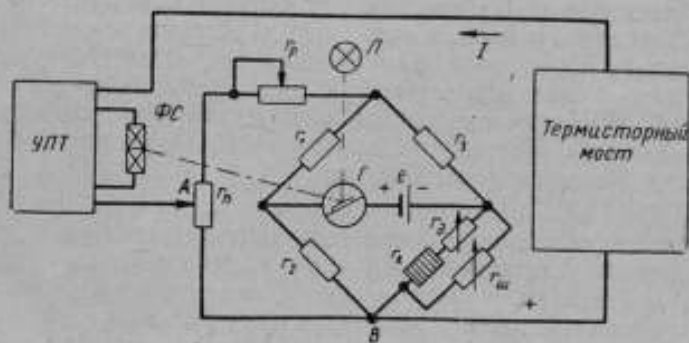


Рис. 3. Схема температурной компенсации с источником питания — фотокомпенсационным стабилизатором тока

ратуры головки баланс термисторного моста и показания измерителя мощности не изменяются. Схему моста для малых относительных изменений тока рабочего термистора можно считать линейной, и условие температурной компенсации выполняется в том случае, если при изменении температуры головки относительное изменение напряжения (или тока) стабилизатора равно относительному изменению тока измерительного термистора, соответствующему необходимому изменению рассеиваемой в термисторе мощности постоянного тока, при котором температура термистора сохраняется постоянной.

Схема температурной компенсации с включением компенсацион-

ного термосопротивления в опорную цепь фотокомпенсационного стабилизатора постоянного напряжения была осуществлена во ВНИИФТРИ в термисторном самоуравновешивающемся мосте постоянного тока.

Делитель опорного напряжения в схеме обратной связи фотокомпенсационного стабилизатора (рис. 2) выполнен в виде неуравновешенного моста, в выходной диагонали которого находятся источник опорного напряжения e и гальванометр G . Напряжение в выходной диагонали моста включено навстречу э.д.с. опорного элемента. Фотоусилитель, выполненный на базе фотоблока Ф117/11 с осветителем L , управляет с помощью фотосопротивления ΦC усилителем постоянного тока $УПТ$, регулирующим выходной ток стабилизатора. При настройке температурной компенсации сопротивления r_x и r_m изменяются одновременно таким образом, что температурный коэффициент этого плеча изменяется, а эквивалентное сопротивление сохраняется постоянным. Сопротивление r_p служит для плавной регулировки выходного напряжения стабилизатора. Для обеспечения наибольшего коэффициента усиления стабилизатора, а также постоянства коэффициента усиления и одинаковых условий успокоения гальванометра независимо от настройки температурной компенсации выходное сопротивление моста берется примерно равным сопротивлению рамки гальванометра фотоусилителя.

Выходное напряжение стабилизатора определяется выражением:

$$U = U_m \left(1 + \frac{r_p}{r_m} \right),$$

где U_m — стабилизируемое напряжение на входном сопротивлении моста;

r_m — сопротивление цепи обратной связи стабилизатора напряжения.

Преимуществом схемы мостового делителя перед обычным двухплечным делителем (содержащим в одном из плеч компенсационный термистор) является более высокая чувствительность схемы температурной компенсации, позволяющая снизить мощность, рассеиваемую в компенсационном термисторе до пренебрежимо малой величины, а также возможность включения в опорную цепь стабилизатора переменных сопротивлений, позволяющих производить плавную регулировку выходного напряжения (или тока) стабилизатора без изменения температурного коэффициента схемы компенсации.

Во ВНИИФТРИ была осуществлена также схема температурной компенсации с включением компенсационного термистора в цепь опорного напряжения фотокомпенсационного стабилизатора постоянного тока (рис. 3). Питание измерительной схемы термисторного моста от стабилизатора тока позволяет устранить влияние на показания прибора нестабильности температурозависимых элементов измерительной схемы и переходных контактов, включенных последовательно с источником питания. Потенциометр r_n и переменное сопротивление r_p служат для плавной регулировки выходного тока стабилизатора. Выходной ток стабилизатора определяется выражением:

$$I = \frac{U_m}{r_n} \left(1 + \frac{r_n + r_p}{r_m} \right),$$

где: U_m — стабилизируемое напряжение на выходном сопротивлении моста;

r_m — сопротивление цепи обратной связи стабилизатора тока;

r_n — часть сопротивления потенциометра r , включенная между точками A и B .

Расчет схемы температурной компенсации. Для малых изменений выходного параметра стабилизатора с достаточной точностью можно считать $\frac{\Delta U}{U} \approx \frac{\Delta U_M}{U_M}$ для стабилизатора напряжения и $\frac{\Delta I}{I} \approx \frac{\Delta U_M}{U_M}$ для стабилизатора тока. Напряжение на выходе моста, равное э.д.с. опорного элемента e определяется выражением

$$e = U_M \left(\frac{r_2}{r_1 + r_2} - \frac{r_{\text{экв}}}{r_2 + r_{\text{экв}}} \right),$$

где $r_{\text{экв}}$ — эквивалентное сопротивление плеча моста, в которое включен компенсационный термистор. Отсюда

$$U_M = \frac{e(1+n)(1+m)}{m-n},$$

где

$$n = \frac{r_1}{r_2},$$

$$m = \frac{r_2}{r_{\text{экв}}}.$$

Находим относительное изменение выходного напряжения стабилизатора $\frac{\Delta U}{U}$, вызываемое изменением сопротивления компенсационного термистора при изменении его температуры.

$$\frac{\Delta U}{U} \approx \frac{\Delta U_M}{U_M} = \frac{\partial U_M}{\partial t} \cdot \frac{\Delta t}{U_M} = \frac{\alpha_{\text{экв}} m (1+n)}{(1+m)(m-n)},$$

где $\frac{\partial U_M}{\partial t}$ — частная производная напряжения U_M по температуре термистора t ;

Δt — приращение температуры термистора; $\alpha_{\text{экв}} = \frac{r_{\text{экв}} \alpha_k}{r_{\text{ш}} + r_k + r_d}$ —

эквивалентный температурный коэффициент плеча моста, содержащего компенсационный термистор. Учитывая постоянство $r_{\text{экв}}$ при настройке температурной компенсации, а также оптимальные соотношения плеч моста, обеспечивающие наибольшую чувствительность схемы температурной компенсации: $m=1$ и $n = \frac{1-2k}{1+2k}$, где $k = \frac{e}{U_M}$ и принимая

$r_{\text{ш}} = \infty$ при наибольшем заданном значении $\frac{\Delta U}{U}$, получим расчетные формулы для сопротивлений $r_{\text{ш}}$ и r_d переключателя настройки температурной компенсации в следующем виде:

$$r_{\text{ш}} = \frac{r_{\text{экв}}}{1 - \sqrt{\frac{r_{\text{экв}} \frac{\Delta U}{U}}{r_k \alpha_k^2 k}}},$$

$$r_d = \sqrt{\frac{r_{\text{экв}} r_k \alpha_k^2 k}{\frac{\Delta U}{U} 4k}} - r_k.$$

$r_{\text{экв}} = r_k + r_d$ — эквивалентное сопротивление плеча моста при наибольшем значении $\frac{\Delta U}{U}$, которое выбирается исходя из условий согласования выходного сопротивления моста и сопротивления рамки гальвано-

метра и уменьшения мощности P_{κ} , рассеиваемой в компенсационном термисторе измерительным током.

r_x и $r_{ш}$ рассчитываются по заданным значениям $\frac{\Delta U}{U} \approx \frac{\Delta I_T}{I_T}$ при изменении температуры на 1 градус согласно условию температурной компенсации (3). Точность настройки компенсации зависит от точности установки значений $\frac{\Delta U}{U}$, т. е. от числа положений переключателя.

Результаты экспериментального исследования схем температурной компенсации. Было произведено определение нестабильности показаний макета самоуравновешивающегося двойного термисторного моста постоянного тока с наименьшим пределом измерения 5 мквт при питании измерительной схемы моста как от стабилизатора напряжения, так и от

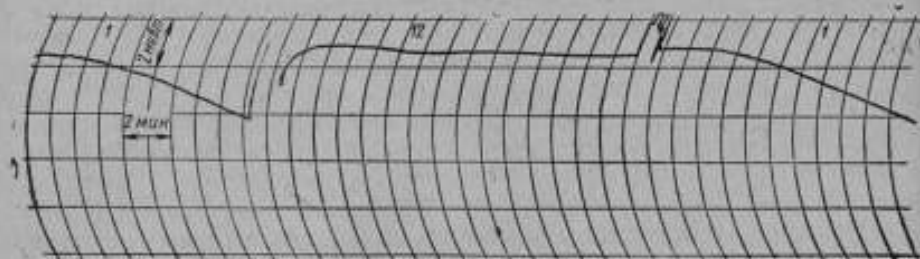


Рис. 4. Нестабильность показаний моста с головкой ОТГВ при $r_T = 75 \text{ ом}$.

стабилизатора тока. Мост работал с термисторной головкой типа ОТГВ с установленным в ней дисковым компенсационным термистором типа ММТ-9, включенным в опорную цепь стабилизатора. Нестабильность показаний моста в обоих случаях составила не более 0,1 мквт/мин при рабочих сопротивлениях термистора от 50 до 400 ом.

На рис. 4 приведена диаграмма записи нестабильности показаний моста при рабочем сопротивлении термистора 75 ом. При выключенной компенсации (переключатель настройки компенсации установлен на ступень 1) уход показаний моста составил 0,4 мквт/мин, после настройки компенсации (переключатель установлен на ступень 12) — не более 0,05 мквт/мин.

ЛИТЕРАТУРА

1. Техника измерений на сантиметровых волнах, ч. II, под ред. Г. А. Ремез, пер. с англ. М., «Сов. радио», 1949.
2. Закс Л. М. Образцовый автоматический термисторный мост постоянного тока. Труды институтов Комитета, вып. 48 (108), М., Стандартгиз, 1960.
3. Валитов Р. А. и Сретенский В. Н. Радиоизмерения на сверхвысоких частотах, М., Воениздат, 1958.
4. Закс Л. М. и Петров В. М. Устройство для температурной компенсации термисторных и болометрических измерителей мощности сверхвысокочастотных колебаний. Авторское свидетельство № 144232 с приоритетом от 20/VI—60 г.

Статья поступила в июле 1961 г.

Беликов Е. Н.
ВНИИФТРИ

ГАЛЬВАНОМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА ДЛЯ ТЕРМИСТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ С. В. Ч. МОЩНОСТИ

Описаны высокостабильные гальванометрические стабилизаторы тока и напряжения на полупроводниках для питания измерительных схем термисторных измерителей, обладающие коэффициентом стабилизации не менее 100 000, малой кратковременной нестабильностью и малыми габаритами.

В последние годы в электронизмерительную технику внедряются гальванометрические фотокомпенсационные стабилизаторы постоянного напряжения, с опорой в виде окисно-ртутного или нормального элемента. Сигнал ошибки усиливается гальванометрическим усилителем постоянного напряжения, который управляет регулирующей лампой или регулирующим транзистором.

Гальванометрические стабилизаторы постоянного напряжения типов У1136 и У1199 выпускаются серийно заводом «Вибратор» [1, 2]. Однако, для ряда случаев требуются не стабилизаторы напряжения, а стабилизаторы тока. Последние отечественной промышленностью не выпускаются.

Серийные стабилизаторы, несмотря на их достаточно высокую «статическую» стабильность, обладают тем недостатком, что пропускают кратковременные толчки сетевого напряжения. Кроме того, они имеют большие размеры и вес, что не позволяет непосредственно встраивать их в переносные лабораторные электро- и радионизмерительные приборы.

В связи с этим во ВНИИФТРИ были разработаны малогабаритные гальванометрические стабилизаторы повышенной стабильности для питания измерительных схем образцовых термисторных измерителей с.в.ч. мощности.

Требования к стабилизаторам, предназначенным для питания измерительных схем термисторных измерителей с.в.ч. мощности. Термисторные измерители с наименьшим пределом измерения до единиц микроватт, выполненные с измерительными схемами постоянного тока, предъявляют к источникам питания следующие требования.

1. Высокая стабильность тока питания термисторного моста за время измерения является важнейшим фактором, ограничивающим точность и порог чувствительности термисторного измерителя малой мощности.

Так, например, на пределе измерения $\Delta P_T = 5 \text{ мквт}$, при сопротивлении термистора 60 ом и начальной мощности подогрева $P_T = 20 \text{ мвт}$, при допустимой погрешности отсчета измеряемой мощности за счет нестабильности в 1%, требуемую относительную нестабильность тока источника питания можно определить из соотношения:

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta P_T}{2P_T} = \frac{0,01 \cdot 5}{2 \cdot 20000} \approx 0,0001\%.$$

Величина необходимого коэффициента стабилизации по сетевому напряжению при колебаниях напряжения сети в пределах $\pm 10\%$ составит:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_c}{U_c} \cdot \frac{U_n}{\Delta U_n} = \frac{10}{1 \cdot 10^{-4}} = 100000,$$

где U_c и ΔU_c — соответственно номинальное значение и изменение сетевого напряжения;

U_n и ΔU_n — соответственно номинальное значение и изменение выходного напряжения стабилизатора.

2. Стабилизатор должен обеспечивать указанную стабильность, например, при питании схемы двойного термисторного моста с пределами измерения от 5 мвт до 7,5 мвт, при сопротивлении термистора от 60 до 400 ом, при выходном напряжении от 3 до 40 в (при наибольшей вы-

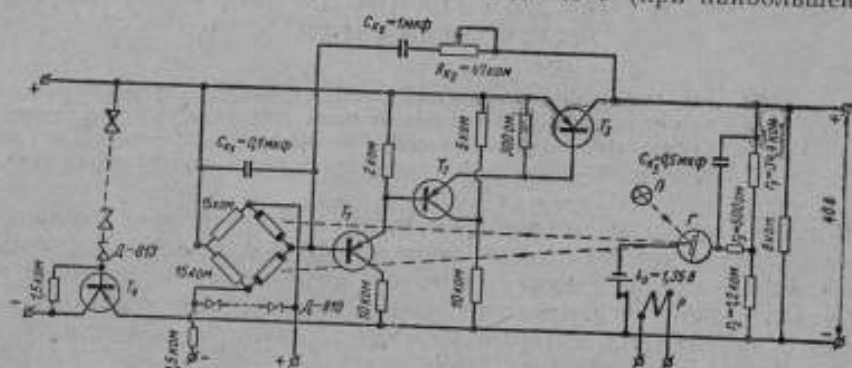


Рис. 1. Схема гальванометрического стабилизатора постоянного напряжения на 40 в

ходной мощности 2,4 вт), и обладать минимальной переменной составляющей.

3. В стабилизаторе должна быть предусмотрена возможность плавной регулировки выходного напряжения — наименьший скачок не должен превышать 0,0001%.

4. Стабилизатор должен достаточно быстро обрабатывать как толчки сетевого напряжения, так и скачки тока нагрузки, например, при использовании его в термисторном измерителе с в.ч. мощности с цифровым отсчетом и со схемой автоматической коррекции нуля.

5. Стабилизатор должен быть работоспособным в интервале температур от $+10$ до $+35^\circ\text{C}$.

6. Стабилизатор должен быть малогабаритным и удобным для непосредственного встраивания в измеритель мощности.

Гальванометрический стабилизатор напряжения. В основу для разработки был принят гальванометрический тип стабилизатора, поскольку он обеспечивает высокую кратковременную стабильность выходного напряжения. В отличие от серийных приборов для уменьшения веса, габаритов и возможности непосредственного встраивания в радиоизмерительную аппаратуру схема стабилизатора выполнена полностью на полупроводниках.

Схема стабилизатора с выходным напряжением 40 в представлена на рис. 1.

Стабилизатор состоит из следующих узлов: опорного элемента типа ОР-4 с напряжением 1,35 в [3], схемы делителя выходного напряжения (схемы обратной связи) гальванометрического усилителя постоянного тока и регулирующего транзистора. Гальванометрический усилитель выполнен с фотоблоком типа Ф117/11 завода «Вибратор», который

совмещает в себе зеркальный гальванометр Γ с каркасной рамкой (сопротивлением 980 Ом), дифференциальное фотосопротивление ΦC и осветитель L с оптической системой. Фотосопротивление включено в мостовую схему, которая при изменении освещенности обеих половин фотосопротивления через усилитель постоянного тока на транзисторах T_1 и T_2 управляет регулирующим транзистором T_3 .

Часть выходного напряжения, с сопротивлением r_2 делителя, сравнивается с э.д.с. опорного элемента e_0 . Между этими источниками включена рамка гальванометра, к которой приложена в состоянии равновесия ничтожно малая разность напряжения e_0 и напряжения на сопротивлении r_2 .

При изменении входного напряжения вследствие колебаний сетевого напряжения или изменении выходного напряжения при изменении тока нагрузки, исходное состояние равновесия нарушается и сила тока, проходящего через гальванометр, увеличивается, в результате подвижная часть гальванометра поворачивается и с помощью зеркальца меняется освещенность обеих половин фотосопротивления, что, в свою очередь, меняет силу тока в транзисторах T_1 , T_2 и T_3 . Этот процесс продолжается до тех пор, пока выходное напряжение стабилизатора не станет снова равным заданному.

В опорной цепи стабилизатора находится реле P , которое замыкает эту цепь при включении сетевого напряжения и размыкает при выключении стабилизатора, что исключает разряд опорного элемента на гальванометр и перегрузку последнего.

Динамические свойства схемы гальванометрического стабилизатора, выполненного полностью на полупроводниках, отличаются от свойств схемы стабилизатора на электронных лампах.

В схеме рис. 1 имеется три цепи коррекции. Емкость $C_{к1} = 0,1$ мкф, включенная в диагональ мостовой схемы фотосопротивления, устраняет высокочастотные автоколебания частотой около 150 кГц. В ламповых схемах таких автоколебаний не наблюдается. Для устранения низкочастотных автоколебаний кроме корректирующей цепочки, состоящей из емкости $C_{к2} = 0,5$ мкф, шунтирующей сопротивления $r_1 = 34,4$ ком и $r_3 = 500$ Ом, введена еще цепь коррекции из емкости $C_{к3} = 1$ мкф и переменного сопротивления $R_{к3} = 47$ ком. Эта цепь охватывает вход усилителя постоянного тока на транзисторах T_1 типа П26 и T_2 типа П13А и выход регулирующего транзистора T_3 типа П201А.

Для повышения «динамической» стабильности — способности стабилизатора не пропускать на выход быстрые толчки сетевого напряжения — в схеме стабилизатора приняты следующие меры:

1) входное напряжение силовой части схемы предварительно стабилизируется вспомогательным полупроводниковым стабилизатором, выполненным по схеме эмиттерного повторителя на транзисторе T_4 типа П201А, опорное напряжение создается цепочкой опорных диодов типа Д-813;

2) напряжение питания схемы фотосопротивления стабилизировано параметрическим стабилизатором напряжения на стабилитронах типа Д-810;

3) питание осветительной лампочки L типа СЦ-75 фотоблока производится от отдельного полупроводникового стабилизатора с напряжением 3,2 в и током нагрузки 0,8 а. Стабилизатор выполнен по схеме

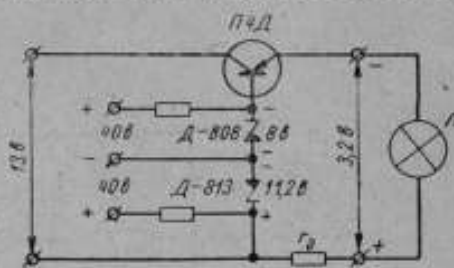


Рис. 2. Схема полупроводникового стабилизатора для осветительной лампочки

эмиттерного повторителя на транзисторе типа П4Д (рис. 2). Для получения выходного напряжения, меньшего по величине, чем номинальное напряжение выпускаемых опорных стабилитронов, два опорных диода Д-808 и Д-813 включены в опорной цепи навстречу друг другу. Питание стабилитронов производится выходным напряжением гальванометрического стабилизатора.

Для повышения «статической» стабильности опорный элемент помещен в теплоизоляционный корпус и залит парафином.

В макетах измерителя мощности осветитель встроенного стабилизатора питался от феррорезонансного стабилизатора или от специально разработанного полупроводникового стабилизатора тока на 0,8 а.

Во втором варианте схемы стабилизатора был реализован разработанный во ВНИИФТРИ новый метод компенсации температурного дрейфа термистора [4].

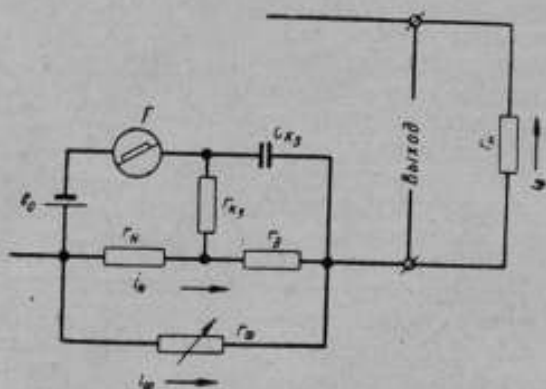


Рис. 3. Схема обратной связи гальванометрического стабилизатора тока

Экспериментально для стабилизатора напряжения с температурной компенсацией и выходным напряжением 40 в, были определены параметры, которые приведены в таблице.

Испытания показали, что стабилизатор с термисторным измерителем малой мощности удовлетворяет поставленным требованиям.

Гальванометрический стабилизатор тока. В отличие от стабилизатора напряжения стабилизатор тока обеспечивает неизменяемый по величине ток в нагрузке независимо от изменений последней. Разработанный стабилизатор тока с регулируемым выходным током рассчитан на стабилизацию токов в нагрузке в пределах от 6 до 60 ма. В литературе известен только гальванометрический стабилизатор тока на 5 ма фирмы W. H. Joens [5].

Схема стабилизатора тока отличается от схемы стабилизатора напряжения цепью обратной связи (рис. 3), остальная часть схемы осталась без изменений. Для устранения низкочастотных автоколебаний служит корректирующая цепочка из емкости $C_{K3} = 0,5$ мкф и сопротивлений $r_{K3} = 500$ ом и r_A . Выходной ток стабилизатора — ток в нагрузке I_n — равен сумме тока I_N , проходящего через компенсационное сопротивление r_N , и тока, проходящего через шунт $r_{ш}$.

Во втором варианте схемы стабилизатора тока реализован метод температурной компенсации [4] в случае питания схемы термисторного измерителя от источника тока.

Экспериментально для стабилизатора тока с термокомпенсацией были определены параметры, которые приведены в таблице.

Таблица

Параметры	Гальванометрический стабилизатор напряжения	Гальванометрический стабилизатор тока
Стабилизируемое напряжение или ток	408 в	6—60 ма
Коэффициент стабилизации по сети, не менее	100000	100000
Диапазон стабилизации по сети, в	170—250	
Кратковременная нестабильность, % мин, не более	0,0001	0,0001
Наибольший ток или падение напряжения на нагрузке	60 ма	40 в
Внутреннее сопротивление	Менее 0,08 ом	Более 1 Мом
Переменная составляющая на выходе, %, не менее	0,1	0,1
Время переходного процесса при скачке тока нагрузки, мсек	0,25	18

ЛИТЕРАТУРА

1. Рабинович С. Г. и Ткаченко А. Н. Фотокомпенсационный стабилизированный выпрямитель. Измерительная техника, № 1, 1959.
2. Рабинович С. Г. Новые приборы завода «Вибратор». Радиоэлектронная промышленность, № 15, 1959.
3. Менджерницкий Э. А. Источники тока со стабильным напряжением. Вестник электропромышленности, № 10, 1959.
4. Закс Л. М. и Петров В. М. Новый метод температурной компенсации термисторных измерителей с.в.ч. мощности, см. в настоящем сборнике.
5. Инструкция № 1538 фирмы W. H. Joens на «Elnik-Konstantstromquelle Typ EK-2».

Статья поступила в июне 1961 г.

Федоров А. М. и Рабинович Б. Е.
ВНИИМ

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ДИОДНЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ДО 1000 Мгц

Во ВНИИМ разработана методика и аппаратура для разделения резонансной и пролетной составляющих частотной погрешности электронных вольтметров. Авторами установлено, что для современных конструкций измерительных диодов формула Мегоу, с помощью которой подсчитывалась пролетная погрешность до последнего времени, непригодна. Поэтому предложена эмпирическая формула для определения пролетной погрешности и показано, что частотные погрешности однотипных диодов различаются до 30%.

В настоящее время в практике измерения напряжений в дециметровом диапазоне волн широко используются диодные вольтметры, которые применяются как самостоятельные приборы, а также могут быть встроены в другие приборы, например, генераторы стандартных сигналов, измерители средней и большой мощности и др. В связи с этим большое практическое значение приобретает определение погрешности измерения напряжения в указанном диапазоне частот.

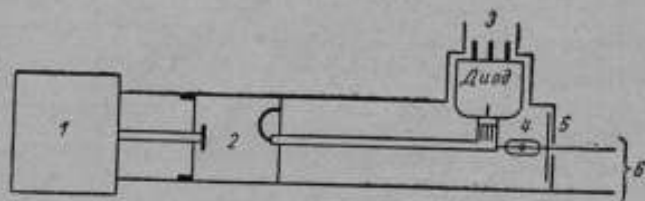


Рис. 1. Схема сличения вольтметра ОКВ-2 с термисторным измерителем напряжения:
1—генератор; 2—фильтр; 3—измерительная головка вольтметра ОКВ-2 с диодом 2Д1С; 4—термистор; 5—конструктивная емкость C_1 ; 6—выводы к термисторному мосту

Статья в основном посвящена экспериментальному определению высокочастотных погрешностей вольтметров с измерительными диодами типа 2Д1С. Исследования проведены применительно к образцовому компенсационному вольтметру типа ОКВ-2 [1].

Высокочастотные погрешности вольтметра при малых напряжениях (от 0,1 до 1 в) определялись методом сличения с показаниями термисторного измерителя напряжения с помощью специальной диодно-термисторной головки по схеме рис. 1 [2].

В качестве термочувствительного элемента использовался термистор типа ТШ-2Б, который включался в схему образцового термисторного моста ВНИИМ.

Так как термистор кроме активного имеет еще и реактивные сопротивления, то в общем виде напряжение на бусинке термистора не будет равно напряжению на системе термистор—блокировочная емкость, рав-

ному напряжению на входе вольтметра. Это следует из эквивалентной схемы диодно-термисторной головки, приведенной на рис. 2 [3].

Поправка за счет реактивных сопротивлений термистора и блокировочной емкости определяется [3] по формуле:

$$\Delta_{\text{ок}} = \frac{U_{\text{Д}} - U_{\text{T}}}{U_{\text{T}}} \sqrt{1 - 2 \frac{x_1}{x_2} + \frac{x_1^2}{x_2^2} + \frac{x_1^2}{R_{\text{T}}^2}} - 1, \quad (1)$$

где $U_{\text{Д}}$ — напряжение на входе вольтметра;

U_{T} — напряжение на активном сопротивлении термистора, измеренное термисторным измерителем;

R_{T} — активное сопротивление термистора;

$x_1 = \omega L_{\text{T}} - \frac{1}{\omega C_1}$ и $x_2 = \frac{1}{\omega C_2}$ — реактивные сопротивления диодно-термисторной головки (в дальнейшем будем сокращенно называть реактивными сопротивлениями термистора).

Значения реактивных сопротивлений термистора определяются методом вариации активного сопротивления при постоянной частоте в ряде точек в диапазоне от 200 до 1000 МГц [3].

Значения поправок, рассчитанные по формуле (1) при $R_{\text{T}} = 200 \text{ ом}$, приведены в таблице.

МГц	200	300	400	500	600	700	800	900	1000
$\Delta_{\text{ок}}, \%$	-0,2	-0,7	-1,2	-1,6	-2,0	-2,4	-2,6	-2,9	-2,8

Для определения высокочастотных погрешностей на вход диодно-термисторной головки подается предварительно отфильтрованное напряжение высокой частоты, соответствующее определенному показанию вольтметра — $U_{\text{В}}$. Одновременно с этим измеряется напряжение U_{T} на термисторе с помощью термисторного моста. Действительное значение напряжения $U_{\text{Д}}$ на входе вольтметра равно:

$$U_{\text{Д}} = U_{\text{T}} (1 + \Delta_{\text{ок}}). \quad (2)$$

Частотная погрешность вольтметра равна:

$$\Delta_{\text{оч}} = \frac{U_{\text{В}} - U_{\text{Д}}}{U_{\text{Д}}} \cdot 100\%. \quad (3)$$

Как известно, показания вольтметра на высоких частотах будут отличаться от действительного напряжения на входе вольтметра вследствие резонансной и пролетной погрешностей. Первая погрешность имеет положительный знак и зависит при данной конструкции диодной головки только от частоты измеряемого напряжения. Вторая погрешность имеет отрицательный знак и зависит от частоты, межэлектродного расстояния

анод-катод диода и значения измеряемого напряжения.

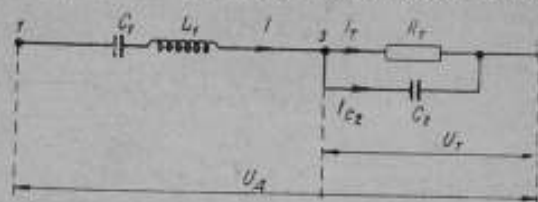


Рис. 2. Эквивалентная схема диодно-термисторной головки:

C_1 — блокирующая емкость; L_1 — индуктивность термистора; C_2 — емкость бусинки термистора; R_{T} — сопротивление термистора постоянному току

Экспериментально установлено, что межэлектродное расстояние диода типа 2Д1С при поданном на диод напряжении накала колеблется в пределах от 20 до 130 мк при среднем его значении порядка 60 мк.

Для экспериментального определения частотной зависимости показаний были выбраны диоды с относительно малым, средним и большим межэлектродными расстояниями.

На рис. 3 приведены кривые $\Delta_{\text{оч}} = F(f)$ при $U_{\text{в}} = \text{const}$ для трех экземпляров диода типа 2Д1С с различными межэлектродными расстояниями d_r . Рассмотрение этих кривых показывает, что характер зависимости значений погрешностей от частоты подтверждает наличие двух составляющих, неодинаково зависящих от частоты. Действительно,

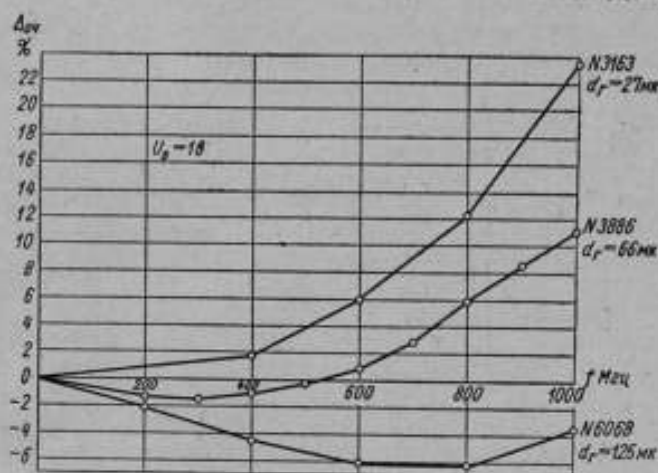


Рис. 3. Частотная погрешность компенсационного диодного вольтметра при различных диодах

резонансная погрешность теоретически пропорциональна примерно квадрату частоты, а пролетная — первой степени. При низких частотах преобладает пролетная погрешность, имеющая отрицательный знак, при высоких частотах — резонансная.

Увеличение межэлектродного расстояния при постоянной частоте вызывает рост погрешности в отрицательную сторону, что соответствует возрастанию пролетной погрешности.

Представляет интерес разделение составляющих частотной погрешности. Исследование измерительной головки вольтметра с диодом типа 2Д1С показало, что диод в головке эквивалентен отрезку однородной линии с распределенными параметрами. Для такой цепи относительная резонансная погрешность может быть определена по известной формуле [4]:

$$\Delta_{\text{ор}} = + \frac{1 - \cos \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f}{f_p}}{\cos \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f}{f_p}} \cdot 100\% , \quad (4)$$

где f — рабочая частота;

f_p — резонансная частота вольтметра.

Резонансная частота диода типа 2Д1С с измерительной головкой вольтметра ОКВ-2 в диодно-термисторной головке составляет в среднем 2150 МГц. В зависимости от экземпляра диода это значение может изменяться на ± 150 МГц.

Вторая составляющая — пролетная погрешность — определяется по формуле:

$$\Delta_{\text{ов}} = \left[\frac{U_{\text{в}}}{U_{\text{д}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta_{\text{ор}}}{100}} - 1 \right] \cdot 100\% , \quad (5)$$

где U_B — показание вольтметра;

U_D — действительное напряжение на входе вольтметра, найденное с помощью термисторного измерителя напряжения;

Δ_{op} — относительная резонансная погрешность.

На рис. 4 приведены кривые $\Delta_{op} = F(f_{об})$ при $U_B = 1$ в, где $f_{об} = f(\text{МГц}) \cdot d_r$ и d_r — межэлектродное расстояние диода в горячем состоянии.

Рассмотрение этих кривых показывает, что пролетная погрешность почти линейно увеличивается с увеличением обобщенной частоты $f_{об}$;

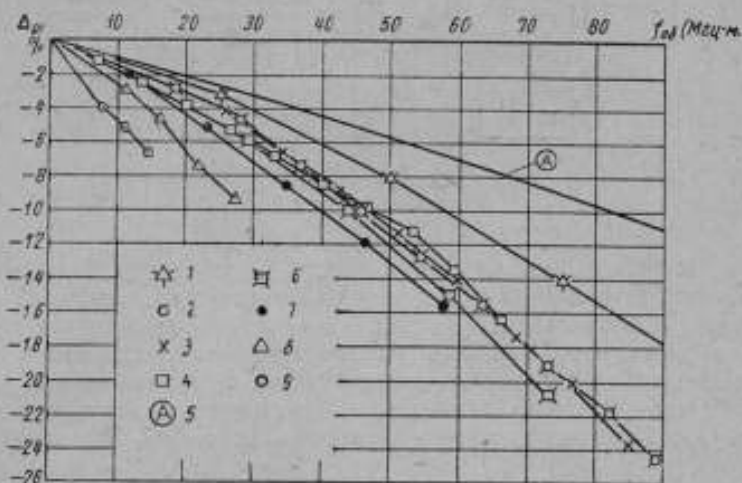


Рис. 4. Пролетная погрешность как функция произведения частоты на междуэлектродное расстояние

1 — диод № 6068, $d_r = 125$ мк; 2 — диод № 866, $d_r = 91$ мк; 3 — диод № 806, $d_r = 85$ мк; 4 — диод № 7902, $d_r = 73$ мк; 5 — кривая, определенная по [5]; 6 — диод № 3886, $d_r = 66$ мк; 7 — диод № 2790, $d_r = 58$ мк; 8 — диод № 3163, $d_r = 27$ мк; 9 — диод № 2804, $d_r = 18$ мк

что для диодов типа 2Д1С со средним значением межэлектродного расстояния (примерно от 40 до 80 мк) в схеме компенсационного вольтметра пролетная погрешность при значении измеряемого напряжения 1 в в диапазоне частот до 1000 МГц может быть выражена эмпирической формулой:

$$\Delta_{op} = [-0,25 \cdot f_{об} (\text{МГц} \cdot \text{мм})] \% \quad (6)$$

Отклонения от этой зависимости — не более $\pm 2\%$.

Для диодов с большим межэлектродным расстоянием ($d_r > 80$ мк) пролетная погрешность меньше, а для диодов с малым межэлектродным расстоянием ($d_r < 40$ мк) — больше, чем рассчитанная по формуле (6).

Кроме того, кривая пролетной погрешности, рассчитанная по методу, уже описанному в литературе [5], дает значение пролетной погрешности примерно вдвое меньшее, чем это следует из экспериментальных результатов для 2Д1С. Это можно объяснить отклонениями в конструкции и режиме от условий, принятых в указанной работе.

При больших напряжениях (от 1 до 100 в) пролетная погрешность определялась методом измерения отношения напряжений с помощью измерительного супергетеродинного приемника типа ИП-2 [6] по схеме рис. 5.

Измерительный приемник имеет на входе диодный смеситель, а в тракте промежуточной частоты — образцовый аттенюатор. Линейность

амплитудной характеристики приемника (до 100 дБ) выдерживается во всем диапазоне частот.

При определении пролетной погрешности от генератора через фильтр и трансформатор импедансов на вход испытуемого вольтметра ОКВ-2 подается напряжение, соответствующее показанию вольтметра 1 в, для которого пролетная погрешность определена описанным способом. Это же напряжение подается через ослабитель (40—50 дБ) на вход измерительного приемника, и отмечается показание его выходного

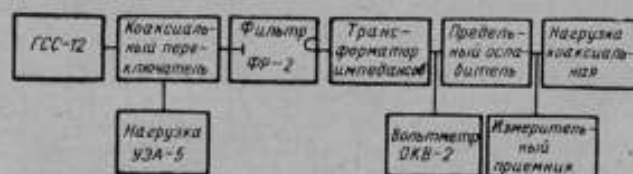


Рис. 5. Блок-схема аппаратуры для определения пролетной погрешности

прибора. Затем с помощью образцового аттенуатора увеличивается ослабление приемника в определенное количество раз, и измеряемое напряжение увеличивается до значения, соответствующего прежнему показанию выходного прибора измерительного приемника. При этом вторично отмечается показание вольтметра. В результате с помощью приемника измеряется действительное отношение напряжений на входе вольтметра и, кроме того, фиксируется отношение показаний вольтметра.

Сравнивая отношения показаний вольтметра и измерительного приемника, можно определить относительное изменение пролетной погрешности вольтметра, так как резонансная погрешность при постоянной частоте исключается.

Абсолютное значение пролетной погрешности рассчитывается по формуле:

$$\Delta_{оп} = \left[\left(1 + \frac{\Delta_{оп1}}{100} \right) \frac{\alpha}{\beta} - 1 \right] \cdot 100\%, \quad (7)$$

где $\Delta_{оп2}$ — пролетная погрешность вольтметра при его показании U_2 ;
 $\Delta_{оп1}$ — пролетная погрешность вольтметра при показании U_1 , значение которой известно по сравнению с термисторным вольтметром;

$\alpha = \frac{U_{Д1}}{U_{Д2}}$ — отношение показаний измерительного приемника, определяемое по введенному значению ослабления аттенуатора приемника при переходе от напряжения U_1 к напряжению U_2 ;

$\beta = \frac{U_{В1}}{U_{В2}}$ — отношение показаний вольтметра.

Было произведено определение пролетной погрешности вольтметра при напряжениях до 100 в на частотах 400, 600 и 900 МГц для нескольких экземпляров диода типа 2Д1С. На рис. 6 пунктиром приведены кривые $\Delta_{оп} = F(U_{В})$ для диода с межэлектродным расстоянием $d_r = 125$ мк.

Рассмотрение зависимости $\Delta_{оп} = F(U_{В})$ показывает следующее:

- пролетная погрешность с увеличением напряжения от 1 до 100 в уменьшается пропорционально, примерно, логарифму напряжения;
- даже при больших напряжениях она имеет значительную величину;

в) значения пролетной погрешности, подсчитанные по формуле Мегу [4] и изображенные на рис. 6 в виде сплошных кривых, не подтверждаются экспериментальными данными, что и следовало ожидать в силу пренебрежения начальной скоростью электронов при выводе

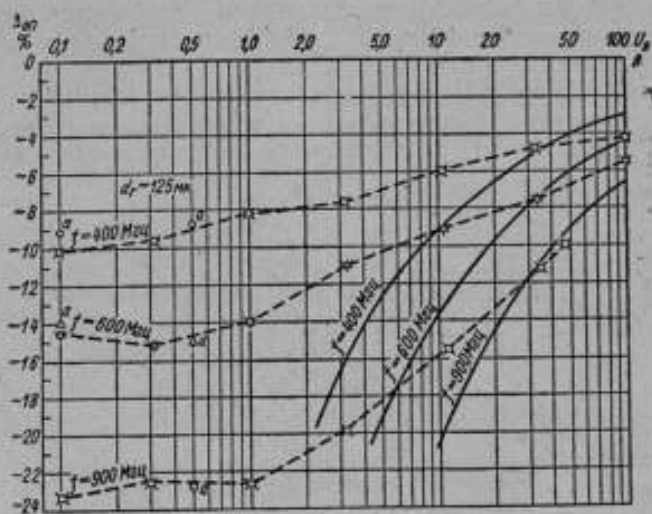


Рис. 6. Зависимость пролетной погрешности от напряжения
 экспериментальные данные;
 ————— расчет по формуле (4)

формулы; в связи с этим, широко известную в литературе формулу Мегу для подсчета пролетной погрешности следует считать непригодной для современных конструкций измерительных диодов и их режимов в ламповых вольтметрах;

г) пролетная погрешность при напряжениях ниже 1 в, полученная с помощью измерительного приемника, вполне удовлетворительно сов-

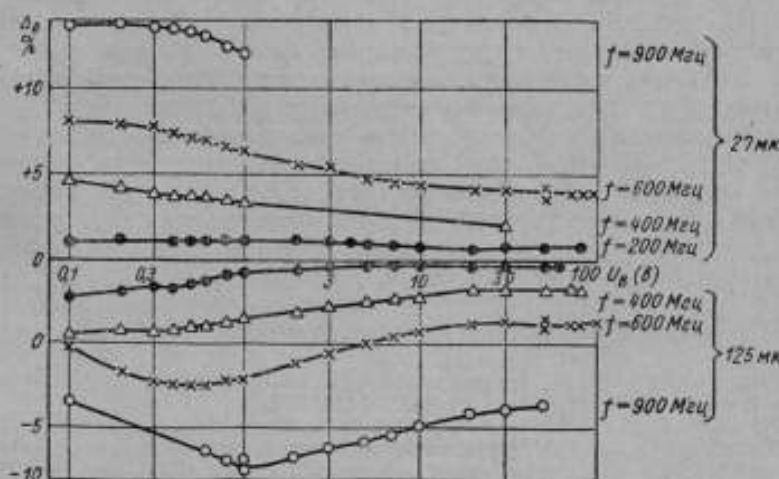


Рис. 7. Результаты сличения вольтметров с различными диодами

падает с определенной по термисторному измерителю напряжения (точки, обозначенные буквой а на рис. 6).

Таким образом, с помощью термисторного измерителя напряжения и измерительного приемника при известной резонансной частоте измерительной головки вольтметра можно определить высокочастотные по-

грешности вольтметра с определенным экземпляром диода и аттестовать вольтметр в качестве образцового.

На рис. 7 представлены результаты сличения показаний вольтметра ОКВ-2, в котором использован диод с межэлектродным расстоянием 66 мк, с двумя аналогичными вольтметрами, но имеющими диоды с межэлектродными расстояниями 27 и 125 мк. Показания вольтметров приняты без частотных поправок.

Результаты сличения показывают, что, в зависимости от экземпляра диода, частотная погрешность может изменяться в широких пределах (при 1000 Мгц до 30%). Этот чрезвычайно важный для практики

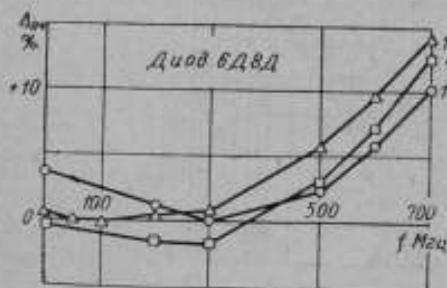


Рис. 8. Частотная погрешность вольтметра типа ВОЛУ-1 № 5 (опытный экземпляр)

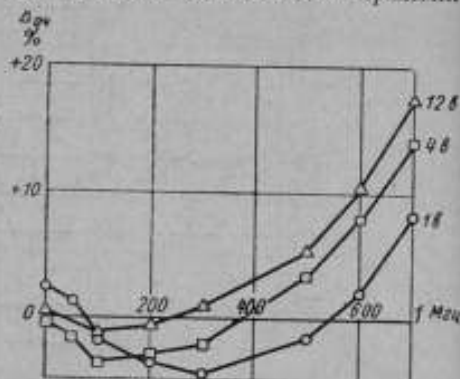


Рис. 9. Частотная погрешность вольтметра типа ВОЛУ-1 № 7 (опытный экземпляр)

измерения напряжений вывод необходимо учитывать при разработке и аттестации диодных вольтметров и приборов, их использующих (генераторы стандартных сигналов, измерители мощности дециметрового диапазона).

Диод типа 6Д8Д имеет более высокую резонансную частоту, чем диод 2Д1С, но он имеет больший разброс межэлектродных расстояний диода, в силу чего его следует признать менее пригодным для целей точного измерения напряжений в дециметровом диапазоне волн.

На рис. 8 и 9 приведены полученные путем сличения с образцовым вольтметром частотные зависимости показаний опытного образца вольтметра типа ВОЛУ-1, использующего диод типа 6Д8Д.

Для уменьшения разбросов частотных погрешностей вольтметров необходимо обеспечить малый разброс межэлектродных расстояний диодов при фиксированном его номинале. Это позволило бы придавать вольтметру типовую кривую частотных поправок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рабинович Б. Е., Федоров А. М. «Образцовый диодный компенсационный вольтметр». Измерительная техника, № 2, 1958.
2. Федоров А. М., Рабинович Б. Е. «Методика экспериментального определения частотной зависимости показаний образцового компенсационного вольтметра при частотах до 1000 Мгц и малых напряжениях». Труды ВНИИМ, вып. 40(100), 1959.
3. Федоров А. М., Рабинович Б. Е. «Исследование термисторного измерителя напряжения при высоких частотах». Измерительная техника, № 3, 1960.
4. Megaw «Voltage Measurement at Very High Frequencies», J. «The Wireless Engineer», February, March, April, 1936, vol. XIII, N 149—151.
5. Гуткин Л. С., Кузьмин А. Д. «Влияние инерции электронов при диодном детектировании и преобразовании частоты». Радиотехника, № 9, 1955.
6. Рабинович Б. Е., Стоякина О. В. «Образцовая установка для проверки ослабителей в метровом и дециметровом диапазоне». Труды ЦНИИ, вып. 2, Горький, 1957.

Статья поступила в январь 1961 г.

Левин М. М.

ВНИИФТРИ

ПОГРЕШНОСТИ КОМПЕНСАЦИОННОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Уточняются условия компенсации измеряемого напряжения с учетом экспоненциального вида вольтамперной характеристики диода при измерении видеоимпульсов и импульсов с высокочастотным заподнением. Анализируются отдельные составляющие погрешностей компенсации и выявляются границы применимости компенсационного метода в части амплитуды и длительности импульса. Предлагается критерий правильного выбора порога срабатывания индикаторной части вольтметра.

Наиболее перспективным методом измерения напряжения импульсов с большой скважностью является компенсационный метод [1, 2, 3, 4].

Сущность компенсационного метода состоит в следующем: к диоду D (рис. 1) подводятся измеряемые импульсы U (для видеоимпульсов U — максимальное значение напряжения импульса, для высокочастотных импульсов U — амплитуда напряжения в импульсе).

Под действием этих импульсов на нагрузке диода возникают импульсы, величина которых зависит как от величины измеряемых импульсов U , так и от величины отрицательного смещения E , являющегося компенсирующим напряжением.

Как будет показано, если импульс в нагрузке диода достигает некоторой определенной величины, имеет место равенство $U = E$, и измерение U можно заменить измерением постоянного напряжения E .

Индикация заданной величины напряжения на нагрузке диода осуществляется с помощью индикаторной схемы, в качестве которой применяется спусковая схема. Порог ее срабатывания σ устанавливается равным необходимой величине напряжения на нагрузке диода.

До сих пор [1, 2, 3, 4] предполагалось, что вольтамперная характеристика диода имеет четкую отсечку анодного тока при некотором отрицательном напряжении U_n на аноде диода. Из такого идеализированного представления вольтамперной характеристики следует, что если напряжение U_n специально скомпенсировать, а порог срабатывания индикаторной схемы сделать достаточно малым, то в момент измерения компенсирующее и измеряемое напряжения будут равны. Равенство измеряемого и компенсирующего напряжений достигается с тем боль-

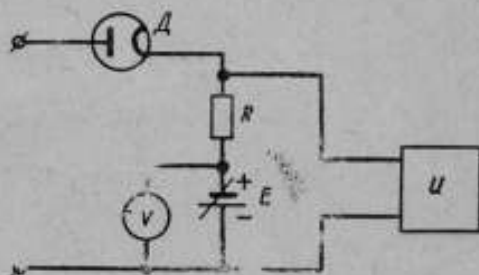


Рис. 1. Принципиальная схема вольтметра

шей точностью, чем меньше порог срабатывания индикаторной схемы (т. е., чем меньше v).

Но так как в действительности вольтамперная характеристика диода не имеет отсечки, то в этом случае условия, когда компенсирующее напряжение равно измеряемому, отличаются от вытекающих из идеализированного представления вольтамперной характеристики.

Рассмотрим условия, когда измеряемое напряжение в момент измерения можно считать равным компенсирующему.

Вольтамперная характеристика диода на начальном участке, используемом при компенсационном измерении, описывается экспонентой вида:

$$i = Ae^{ku}, \quad (1)$$

где i — анодный ток;

U — анодное напряжение;

A и k — параметры характеристики.

В зависимости от примененной схемы индикатор может реагировать на полную величину напряжения на нагрузке во время действия импульса или только на величину импульса на нагрузке (если, например, на входе индикатора стоит разделительная емкость).

Найдем связь между измеряемым напряжением U и компенсирующим напряжением E , при котором напряжение импульса на нагрузке R достигает значения v для случая, когда применяется индикатор, реагирующий на полную величину напряжения на нагрузке.

Во время действия измеряемого импульса напряжение u на нагрузке связано с измеряемым напряжением U и компенсирующим напряжением E соотношением:

$$ue^{ku} = AR e^{-kE} e^{kE}, \quad (2)$$

кроме того, в момент измерения:

$$u = v. \quad (3)$$

Подставляя (3) в (2) и решая (2) относительно U , получаем:

$$U = E + v + \frac{1}{k} \ln \frac{v}{AR} = E + U_n. \quad (4)$$

Из (4) следует, что снижение порога срабатывания индикатора, т. е. уменьшение v , вообще говоря, не ведет к уменьшению абсолютной величины U_n .

Из (4) следует также, что $U_n = 0$ при

$$AR = ve^{kv}. \quad (5)$$

Равенство (5) дает возможность выбрать сопротивление нагрузки R или порог срабатывания индикатора v такими, при которых

$$U = E. \quad (6)$$

Рассмотрим теперь связь между измеряемым напряжением U и компенсирующим напряжением E для случая, когда применяется индикатор, реагирующий на величину импульса на нагрузке.

Напряжение u_0 на нагрузке при отсутствии измеряемого импульса связано с компенсирующим напряжением E известным соотношением:

$$u_0 e^{ku_0} = AR e^{-kE}. \quad (7)$$

Так как при отсутствии измеряемого напряжения напряжение u_0 на нагрузке мало, имеет место приближенное равенство:

$$u_0 = AR e^{-kE}. \quad (7a)$$

Во время действия измеряемого импульса, напряжение на нагрузке u связано с измеряемым напряжением U и компенсирующим напряжением E соотношением (2). Импульс напряжения на нагрузке диода равен:

$$\Delta u_0 = u - u_0, \quad (8)$$

а в момент измерения

$$v = u - u_0. \quad (8a)$$

Решая совместно уравнения (2), (7a) и (8a) относительно U , получаем:

$$U = E + v + \frac{1}{k} \ln \left(\frac{v}{AR} + e^{-kE} \right). \quad (9)$$

Из равенства (9) следует:

1) измеряемое напряжение U связано нелинейной зависимостью с компенсирующим напряжением E ; в этом отношении индикатор, реагирующий на полное напряжение на нагрузке диода, имеет преимущество перед индикатором, реагирующим только на напряжение импульсов;

2) для получения линейной связи между U и E должно быть выполнено неравенство:

$$\frac{v}{AR} \gg e^{-kE}. \quad (10)$$

Неравенство (10) выполняется при измерении больших напряжений. При этом равенство (9) переходит в равенство (4).

Если равенство (5) выполняется, но измеряемое напряжение не настолько велико, чтобы можно было пренебречь величиной e^{-kE} по сравнению с единицей, то при соблюдении неравенства (10) получаем:

$$U = E + \frac{1}{k} \ln [1 + e^{-k(E-v)}] \approx E + \frac{1}{k} e^{-k(E-v)}. \quad (11)$$

Если равенство (5) не соблюдается, то

$$U = E + v + \frac{1}{k} \ln \frac{v}{AR} + \frac{1}{k} \ln \left(1 + \frac{AR}{v} \right) e^{-kE} \approx E + v + \frac{1}{k} \ln \frac{v}{AR} + \frac{AR}{kv} e^{-kE}. \quad (12)$$

При выполнении равенства (5) систематическая погрешность измерения при пользовании равенством (6) будет равна:

$$\delta = \frac{U-E}{U} \approx \frac{U-E}{E} = \frac{1}{kE e^{k(E-v)}}. \quad (13)$$

Пренебрегая величиной v по сравнению с E , из (13) можно получить значение E , при котором погрешность будет меньше заданной величины δ :

$$kE + \ln kE \gg \ln \frac{1}{\delta}. \quad (14)$$

Несколько завышая минимально допустимую величину E , получаем:

$$U \approx E \gg \frac{1}{k} \ln \frac{1}{\delta}. \quad (15)$$

Для $k=10$,

$$U \approx E \gg 0,1 \ln \frac{1}{\delta}. \quad (16)$$

Если положить $\delta=0,5\%$, то из (16) $U > 0,7 v$.

Рассмотрим, какую погрешность измерения вызывает наличие погрешности в определении величин v и AR . Давая в равенстве (4) величине v приращение $\Delta v = \gamma_v v$, после несложных преобразований получим относительную погрешность измерения:

$$\delta_v = \frac{\Delta U}{U} = \frac{v}{U} \gamma_v + \frac{1}{kU} \ln(1 + \gamma_v). \quad (17)$$

Если γ_v достаточно мало, то

$$\delta_v = \frac{1}{U} \left(v + \frac{1}{k} \right) \gamma_v. \quad (17a)$$

Давая приращение $\Delta(AR) = \gamma_{AR} AR$, найдем относительную погрешность измерения:

$$\delta_{AR} = -\frac{1}{kU} \ln(1 + \gamma_{AR}). \quad (18)$$

Если γ_{AR} достаточно мало, то

$$\delta_{AR} = -\frac{\gamma_{AR}}{kU}. \quad (18a)$$

Рассмотрим теперь соотношения, имеющие место при измерении напряжения высокочастотных импульсов.

Будем считать, что нагрузка зашунтирована такой емкостью, что на ней отсутствует напряжение с частотой заполнения. Напряжение на нагрузке u связано с измеряемым напряжением U и компенсирующим напряжением E известным соотношением:

$$ue^{ku} = AR I_0(kU) e^{-kE}, \quad (19)$$

где U — амплитуда измеряемого напряжения;

$I_0(kU)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Рассмотрим случай, когда индикатор реагирует только на напряжение импульса.

Решая совместно уравнения (7a), (8a), (19) относительно $I_0(kU)$, получаем:

$$I_0(kU) = \left(\frac{v}{AR} e^{kE} + 1 \right). \quad (20)$$

Уравнение (20) является трансцендентным относительно kU , однако, если $kU > 10$, оно может быть решено приближенно, с погрешностью не более 0,5% [6]:

$$kU = kE + \ln \frac{I_0(kU)}{I_0(kE)} = kE + \ln \frac{\left(\frac{v}{AR} e^{kE} + 1 \right) e^{kv}}{I_0(kE)}. \quad (21)$$

Полагая в (21) $I_0(kE) = \frac{e^{kE}}{\sqrt{2\pi kE}}$, получаем:

$$U = E + v + \frac{1}{2k} \ln kE + \frac{1}{k} \ln \frac{v}{AR} \sqrt{2\pi} + \frac{1}{k} \ln \left(1 + \frac{AR}{v} e^{-kE} \right). \quad (22)$$

Так как $\frac{AR}{v} e^{-kE} \ll 1$, $\ln \left(1 + \frac{AR}{v} e^{-kE} \right) \approx \frac{AR}{v} e^{-kE}$, равенство (22) принимает вид:

$$U = E + v + \frac{1}{2k} \ln kE + \frac{1}{k} \ln \frac{v}{AR} \sqrt{2\pi} + \frac{AR}{kv} e^{-kE}. \quad (22a)$$

Как видно из (22) и (22а), связь между U и E нелинейная. Если выполняется равенство:

$$ve^{kv} = \frac{AR}{\sqrt{2\pi}} \quad (23)$$

выражение (22а) упрощается и принимает вид:

$$U = E + \frac{1}{2k} \ln kE + \frac{\sqrt{2\pi}}{k} e^{-k(E-v)} \quad (24)$$

Если в (24) второе и третье слагаемые малы по сравнению с E , можно считать:

$$U = E \quad (25)$$

При этом будет иметь место систематическая погрешность:

$$\delta = \frac{U-E}{E} = \frac{\ln kE}{2kE} + \frac{1}{kE e^{k(E-v)} \sqrt{2\pi}} \quad (26)$$

В том случае, когда индикатор реагирует на полное напряжение на нагрузке диода, подставляя в (19) $u=v$, получим:

$$I_0(kU) = \frac{v}{AR} e^{kv} e^{kE} \quad (27)$$

Решая уравнение (27) относительно U тем же способом, что и уравнение (20), получаем:

$$U = E + v + \frac{1}{2k} \ln kE + \frac{1}{k} \ln \frac{v}{AR} \sqrt{2\pi} \quad (28)$$

При выполнении равенства (23), выражение (28) принимает вид:

$$U = E + \frac{1}{2k} \ln kE \quad (29)$$

Существенно отметить, что в отличие от измерения импульсов без заполнения, в этом случае связь между U и E получается нелинейная независимо от типа индикатора.

Пользование равенством (25) вместо равенства (29) сопровождается систематической погрешностью:

$$\delta = \frac{U-E}{E} = \frac{\ln kE}{2kE} \quad (30)$$

Как следует из изложенного, в случае измерения малых напряжений видеопульсов целесообразно применять индикатор, реагирующий на полное напряжение на нагрузке диода, так как он, в отличие от индикатора, реагирующего только на импульсное напряжение, не вызывает систематической погрешности измерения.

При измерении малых напряжений высокочастотных импульсов применение индикаторов обоих типов сопровождается систематической погрешностью, однако индикатор, реагирующий на полное напряжение, вызывает меньшую погрешность.

Определим теперь погрешности, возникающие в компенсационном вольтметре вследствие переходных процессов, и рассмотрим возможности их уменьшения.

Очевидно, что компенсационный вольтметр будет работать лишь при условии, что ток через диод значительно больше, чем через проходную емкость C_d диода, так как в противном случае импульсное напря-

жение на нагрузке диода перестает зависеть от компенсирующего напряжения E . Это условие выполняется в том случае, если

$$\frac{A}{C_1} \gg \frac{U}{T_\Phi} \quad (31)$$

Неравенство (31) указывает границы применимости компенсационного метода для измерения коротких импульсов с крутыми фронтами. Пусть, например, проходная емкость диода вместе с головкой составляет 5 пф, начальный ток диода $A = 10 \text{ мкА}$ (диод 2Д1С). В этом случае компенсационный вольтметр применим для измерения напряжения импульсов с крутизной

$$\frac{U}{T_\Phi} \ll 2 \text{ в/мк сек.}$$

Как видно из этого примера, компенсационный вольтметр пригоден для измерения импульсов с не очень крутым фронтом, особенно, при большом напряжении импульса.

Очевидно, что областью применения рассмотренного метода является измерение напряжения микросекундных импульсов.

Выше было получено выражение для напряжения на нагрузке диода, при котором выполняется соотношение $U = E$, однако, вследствие переходных процессов в вольтметре, вызванных наличием емкостей, шунтирующих диод (проходная емкость диода) и нагрузку (рис. 2), на-

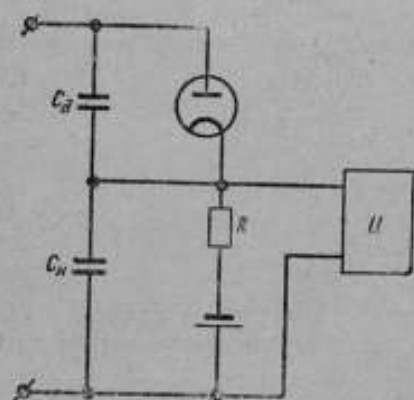


Рис. 2. Принципиальная схема вольтметра с шунтирующими емкостями

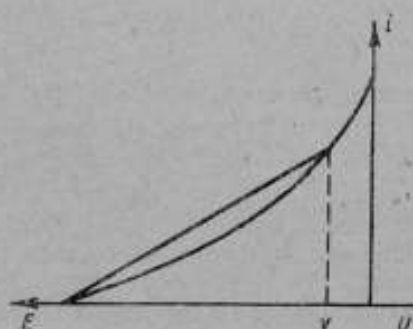


Рис. 3. К определению эквивалентного сопротивления диода

пряжение на нагрузке может отличаться от того, которое было получено ранее.

Рассмотрение переходного процесса в вольтметре с учетом экспоненциальной формы вольтамперной характеристики диода приводит к дифференциальному уравнению с переменными коэффициентами, не поддающемуся решению.

Для приближенного расчета переходного процесса линеаризуем вольтамперную характеристику диода (рис. 3). При линеаризации сделаем допущение, которым мы пользовались и выше, а именно, что в течение промежутка времени между импульсами ток диода равен нулю, т. е., что $e^{-kE} \ll 1$.

При работе компенсационного вольтметра используется участок вольтамперной характеристики, лежащий в пределах от $-E$ до $-v$ (при $U = E$).

Через точки характеристики, соответствующие напряжениям $-E$ и $-v$, проведем прямую, которая и будет линеаризованной характери-

стикой диода. Такой характеристикой обладает элемент, состоящий из включенных последовательно: а) активного сопротивления R_x , величина которого равна котангенсу угла наклона прямой, и, следовательно, зависит от E ; б) э.д.с., равной по величине и включенной навстречу E . Очевидно, что если в схеме компенсационного вольтметра диод заменить описанным линейризованным элементом, то компенсирующее напряжение E и э.д.с. $E_{\text{вкл}}$, входящая в этот элемент, взаимно уничтожаются, и схема вольтметра примет вид, изображенный на рис. 4.

На основании схемы, изображенной на рис. 4, компенсационный вольтметр можно рассматривать, как делитель напряжения, состоящий из сопротивлений R_x и R . Процесс измерения состоит в том, что для каждого измеряемого напряжения U сопротивление R_x устанавливается такой величины, чтобы напряжение на сопротивлении R было всегда равно одной и той же величине U . Изменение сопротивления R_x производится изменением компенсирующего напряжения E .

Замена диода линейным сопротивлением позволяет нам рассмотреть переходный процесс не в схеме компенсационного вольтметра, а в схеме, изображенной на рис. 4.

Такая замена несколько исказит характеристику переходного процесса, но даст правильное значение напряжения в конечные моменты переходных процессов, так как в эти моменты напряжение, действующее на диод, близко к тому, на основании которого вычисляется сопротивление диода. Будем считать, что измеряемые импульсы имеют трапециевидную форму и характеризуются следующими параметрами:

- 1) установившимся значением напряжения U ;
- 2) длительностью нарастания переднего фронта T_ϕ ;
- 3) интервалом времени, соответствующим плоской части T_n ;
- 4) скоростью нарастания напряжения (крутизой фронта):

$$b = \frac{U}{T_\phi}.$$

Переходный процесс во время нарастания переднего фронта описывается уравнением:

$$(C_n + C_d) \frac{dU_n}{dt} + U_n \left(\frac{1}{R_x} + \frac{1}{R} \right) = \frac{bt}{R_x} + C_x b. \quad (32)$$

Решая уравнение (32) и учитывая, что при $t=0$ соответственно $U_n=0$ (за время между импульсами емкость нагрузки успевает разрядиться полностью), получаем:

$$U_n = \frac{b}{R_x + R} \left[Rt + (C_n R_x - C_n R) \frac{R_x R}{R_x + R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \right], \quad (33)$$

где $\tau = (C_n + C_d) \frac{R_x R}{R_x + R}$.

В момент, когда нарастание переднего фронта прекратилось, т. е. при $t=T_\phi$, напряжение на нагрузке

$$U_{n\phi} = U \frac{R}{R + R_x} \left[1 + (C_n R_x - C_n R) \frac{R_x R}{T_\phi (R_x + R)} (1 - e^{-\frac{T_\phi}{\tau}}) \right]. \quad (34)$$

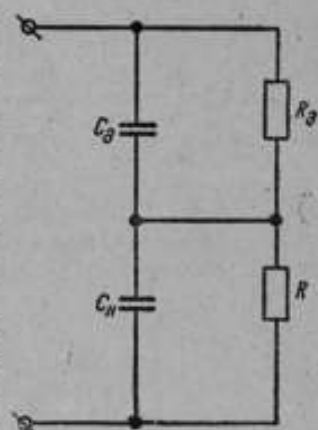


Рис. 4. Эквивалентная схема вольтметра

Из равенства (34) видно, что если бы в схеме отсутствовали емкости, то напряжение на нагрузке было бы $U \frac{R}{R_x + R}$, однако, вследствие наличия емкостей C_n и C_d напряжение на нагрузке может оказаться как больше, так и меньше этого значения.

Если $C_d R_d > C_n R$, напряжение на нагрузке, в момент когда нарастание переднего фронта прекратилось, превышает значение $U \frac{R}{R_x + R}$, то есть имеет место «прямое прохождение» импульса через диод. Если $C_d R_d < C_n R$, напряжение на нагрузке в момент окончания фронта меньше, чем $U \frac{R}{R_x + R}$. Если $C_d R_d = C_n R$, напряжение на нагрузке в момент окончания нарастания фронта равно $U \frac{R}{R_x + R}$, т. е. напряжение достигает такой величины, как если бы емкости отсутствовали.

Из равенства (33) видно, что переходный процесс изменяет напряжение на нагрузке на относительную величину

$$\gamma_\Phi = \frac{(C_d R_d - C_n R) R_x}{T_\Phi (R_x + R)} \left(1 - e^{-\frac{T_\Phi}{\tau}}\right). \quad (35)$$

Выразим R_x через измеряемое напряжение U и напряжение на нагрузке диода. Рассматривая схему компенсационного вольтметра как делитель напряжения, получаем:

$$\frac{v}{U} = \frac{R}{R + R_x},$$

откуда:

$$R_x = \frac{U - v}{v} R. \quad (36)$$

Подставляя (36) в (35), получаем

$$\gamma_\Phi = \frac{R_d}{T_\Phi} \left(C_d \frac{U - v}{U} - C_n \frac{v}{U} \right) \left[1 - e^{-\frac{T_\Phi}{(C_n + C_d)R} \frac{v}{U - v}} \right]. \quad (37)$$

Из равенства (37) легко получить условие, при котором $\gamma_\Phi = 0$.

$$\frac{C_n}{C_d} = \frac{U}{v} - 1. \quad (38)$$

В связи с тем, что сопротивление диода искусственно изменяется путем изменения компенсирующего напряжения E в зависимости от измеряемого напряжения U , условие, при котором $\gamma_\Phi = 0$, оказалось зависящим от измеряемого напряжения U .

Вычислим теперь напряжение на нагрузке диода в течение промежутка времени, соответствующего плоской части измеряемого импульса. Дифференциальное уравнение для этой части импульса будет:

$$(C_n + C_d) \frac{dU_n}{dt} + U_n \left(\frac{1}{R_x} + \frac{1}{R} \right) = \frac{U}{R_x}. \quad (39)$$

Так как момент, соответствующий началу плоской части импульса, соответствует окончанию нарастания фронта импульса, то при решении уравнения (39) напряжением в момент $t=0$ следует считать значение, получаемое из формулы (34). Так же, как и ранее, значение, которое имело бы напряжение на нагрузке при отсутствии емкостей, равно

$U = \frac{R}{R + R_x}$. Относительное изменение напряжения на нагрузке, вызванное переходным процессом, получается из выражения (39) и равно

$$\gamma_n = \gamma_\phi e^{-\frac{t_n}{\tau}} \quad (40)$$

В момент, соответствующий концу плоской части импульса, т. е. при $t = T_n$:

$$\gamma_n = \gamma_\phi e^{-\frac{T_n}{\tau}} \quad (41)$$

Равенство (41) показывает, что условие $\gamma_\phi = 0$ является одновременно условием $\gamma_n = 0$. Формулы (33) и (40) позволяют построить импульс напряжения на нагрузке диода для трех характерных случаев (рис. 5):

- 1) $C_x R_x > C_n R$; $\gamma_\phi > 0$; $\gamma_n > 0$
- 2) $C_x R_x = 0$; $\gamma_\phi = 0$; $\gamma_n = 0$
- 3) $C_x R_x < C_n R$; $\gamma_\phi < 0$; $\gamma_n < 0$

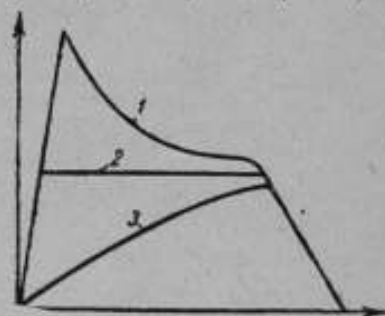


Рис. 5. Характер импульса на нагрузке при различных соотношениях шунтирующих емкостей

Так как индикатор компенсационного вольтметра реагирует на максимальное мгновенное значение напряжения импульса на нагрузке диода, то при оценке погрешности вольтметра, как следует из рис. 5, расчет надо вести по значению γ_ϕ , если $\gamma_\phi > 0$, и по значению γ_n , если $\gamma_\phi < 0$. Интересно отметить, что при $\gamma_\phi > 0$, т. е., когда погрешность вызвана прямым прохождением импульса через диод, она зависит не от длительности измеряемого импульса, а от крутизны фронта. Наиболее важным результатом анализа переходного процесса является выбор емкости, шунтирующей сопротивление нагрузки; в соответствии с равенством (38) эту емкость можно подобрать так, чтобы напряжение на нагрузке диода соответствовало бы отсутствию в схеме вольтметра паразитных емкостей. Таким образом, можно избавиться от погрешности, вызываемой переходными процессами или во всяком случае, значительно ее уменьшить.

Выводы

1. В связи с тем, что характеристика диода не имеет отсечки, для правильной работы компенсационного вольтметра следует стремиться к получению импульсов вполне определенной величины на нагрузке диода. Для этой цели порог срабатывания индикаторной части вольтметра должен быть выбран в соответствии с выражением (5) или (23). Формулы (5) и (23) дают соотношение между величинами σ и R , при выполнении которого будет с наибольшей точностью выполняться равенство $U = E$. Одним из соображений при выборе R может служить то, что емкость, шунтирующая сопротивление R , должна успевать разряжаться за время между импульсами.

2. Погрешность измерения, вызываемая погрешностью или нестабильностью порога срабатывания индикаторной части или сопротивления нагрузки диода, может быть вычислена по формулам (17) и (18).

3. Погрешность, вызываемая переходными процессами в вольтметре, может быть скомпенсирована путем шунтирования сопротивления нагрузки емкостью, значение которой определяется из формулы (38). По-

«сколько значение шунтирующей емкости связано со значением измеряемого напряжения, то имеет смысл регулировку компенсирующего напряжения связать с регулировкой шунтирующей емкости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Генератор импульсов типа ГИ-4 — техническое описание и инструкция по эксплуатации, Горький, 1956.
2. Льюис И. и Уэлс Ф. «Малльмикросекундная импульсная техника», М. Издательство иностранной литературы, 1956.
3. Herbert J. Fraser «Automatic Slide-Back voltmeter» *Wireless Eng.* V. 32 № 7, 1955.
4. Greveling C., Munter L. «An Automatic Slide-Back voltmeter for Measuring Pulses», *Proceeding of JRE*, V. 35, № 2, 1947.
5. Левин М. М. К вопросу о погрешности компенсационного метода измерения импульсного напряжения. «Измерительная техника», № 2, 1961.
6. Левин М. М. Приближенный метод обращения модифицированной функции Бесселя $J_p(x)$. Настоящий сборник.

Статья поступила в июле 1961 г.

ны
ско
с а
сте

пр
при
смо
пог
тич
ско
так
с р
со
сац
вае
или

вен
мож
U -

фи
схе
при
пар
жен

авт
гол
буд

Левин М. М.

ВИФИФРИ

ПОГРЕШНОСТИ КОМПЕНСАЦИОННЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ СО СТАТИЧЕСКОЙ АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ

Автором показано, что импульсному компенсационному вольтметру со статической автоматической компенсацией свойственна дополнительная погрешность, зависящая от минимального значения напряжения, для измерения которого предназначается вольтметр. При некотором изменении схемы эту погрешность можно уменьшить увеличением коэффициента передачи в усилителе обратной связи, однако при этом емкость нагрузки, необходимая для компенсации переходных процессов, должна меняться в зависимости от измеряемого напряжения.

В литературе описано несколько видов компенсационных импульсных вольтметров с автоматической компенсацией. По виду автоматической компенсации эти вольтметры могут быть разделены на вольтметры с астатической системой компенсации и вольтметры со статической системой компенсации [1, 2, 3].

Связь между измеряемым напряжением U и компенсирующим напряжением E при астатической системе компенсации такая же, как и при ручной компенсации, рассмотренной в [4]. Следовательно, погрешности вольтметра с астатической системой автоматической компенсации принципиально такие же, как и в вольтметрах с ручной компенсацией. В схеме со статической системой компенсации связь между U и E оказывается иной, чем в схеме с ручной или астатической компенсацией.

Рассмотрим сначала качественно эту связь, а также возможность реализации равенства $U = E$ в схеме со статической системой компенсации (рис. 1).

Пусть при некоторых значениях измеряемого напряжения U , коэффициента m передачи усилителя обратной связи и других параметров схемы $U = E$. Как следует из [4] последнее равенство возможно только при некотором значении напряжения u на нагрузке диода, определяемом параметрами схемы вольтметра, и не зависящим от измеряемого напряжения U .

Пусть теперь U изменилось. Так как компенсация производится автоматически, то вслед за U изменится и E . Изменение E возможно только при изменении u , вследствие чего при новом значении u уже не будет иметь место равенство $U = E$.

Итак, в схеме со статической компенсацией измерение будет произ-

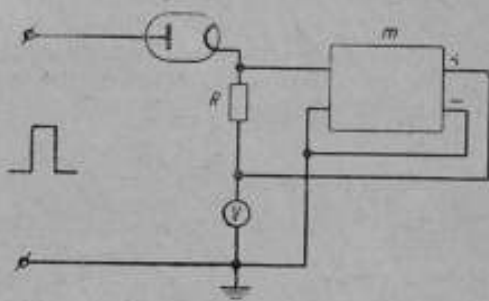


Рис. 1. Принципиальная схема компенсационного вольтметра

водиться без систематической погрешности только при каком-то одном значении измеряемого напряжения U , при всех же прочих значениях будет иметь место систематическая погрешность. Из изложенного ясно, что увеличение коэффициента m передачи усилителя обратной связи вообще говоря, не устранит и не уменьшит этой погрешности, а только изменит значение U , при котором эта погрешность отсутствует.

Оценим погрешность, возникающую вследствие зависимости напряжения на нагрузке диода от измеряемого напряжения.

Диод в компенсационном вольтметре работает при отрицательном напряжении на аноде и его характеристика описывается экспонентой вида

$$i = Ae^{ku}.$$

Напряжение измеряемого импульса U , компенсирующее напряжение E , и напряжение импульса u на нагрузке диода R при условии, что $e^{-ku} \ll 1$, связаны соотношением:

$$U = E + u + \frac{1}{k} \ln \frac{u}{AR}. \quad (1)$$

Это соотношение справедливо и для вольтметра со статической компенсацией (рис. 1).

Для схемы со статической компенсацией действительно выражение

$$E = mu, \quad (2)$$

Подставив (2) в (1), получаем:

$$U = E \left(1 + \frac{1}{m} \right) + \frac{1}{k} \ln \frac{E}{mAR}. \quad (3)$$

Так как $m \gg 1$, то

$$U = E + \frac{1}{k} \ln \frac{E}{mAR}. \quad (3a)$$

Как следует из равенства (36), связь между измеряемым напряжением импульсов U и компенсирующим напряжением E нелинейная. Следовательно, вольтметру со статической компенсацией свойственна относительная погрешность:

$$\delta = \frac{1}{kE} \ln \frac{E}{mAR}. \quad (4)$$

Отсюда видно, что увеличение коэффициента передачи m в усилителе обратной связи, вообще говоря, не ведет к уменьшению погрешности δ . Из (4) так же следует, что при $E = mAR$ $\delta = 0$.

Зависимость δ от E при различных значениях mAR при $k=10$ показана на рис. 2.

Из рис. 2 видно, что при $E > mAR$ с ростом E погрешность δ возрастает до максимума:

$$\delta_{\max} = \frac{1}{AkRme}, \quad (5)$$

соответствующего значению компенсирующего напряжения:

$$E = emAR \quad (6)$$

и стремится к нулю при дальнейшем увеличении E .

При $E < mAR$ погрешность δ отрицательна и быстро возрастает по абсолютной величине с уменьшением E . Из (4) и рис. 2 видно, что при $E > mAR$ погрешность δ для заданного значения E тем меньше, чем больше mAR , однако, при $E < mAR$ δ тем больше, чем больше mAR .

Обозначим погрешность при измерении минимального напряжения U_{\min} через δU_{\min} .

Очевидно, что вольтметр будет обладать минимальной погрешностью при

$$\delta U_{\min} = -\delta_{\max}$$

Подставляя в (6) значения δU_{\min} из (4) и δ_{\max} из (5) и считая $\frac{E_{\min}}{ARm}$ близким к единице, получаем из (6) условие для выбора mAR с учетом, что $E_{\min} \approx U_{\min}$:

$$mAR \approx 1,4 U_{\min}. \quad (7)$$

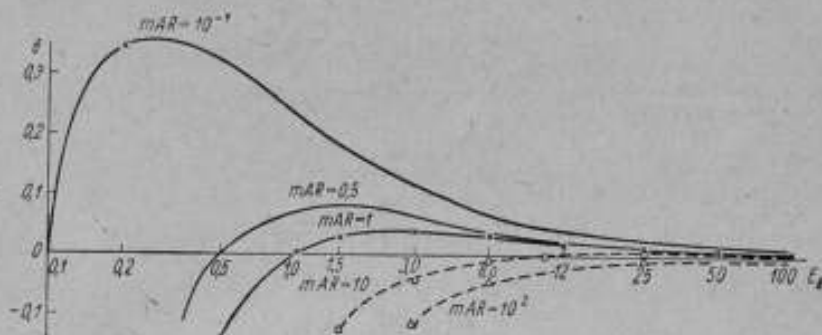


Рис. 2. Зависимость погрешности компенсационного вольтметра от измеряемого напряжения

Максимальное значение погрешности в этом случае оказывается равным:

$$\delta_{\max} = -\delta U_{\min} = \frac{0,3}{kU_{\min}}. \quad (8)$$

Равенство (8) показывает, что статическую компенсацию нецелесообразно применять в вольтметрах, предназначенных для измерения малых напряжений.

Например, при

$$U_{\min} = 1\text{ в} \quad \text{и} \quad k = 10^4/\text{в},$$

$$\delta_{\max} = 3\%.$$

Рассмотрим теперь условия компенсации переходных процессов, вызванных наличием проходной емкости C_1 диода и емкости C_n нагрузки, в компенсационном вольтметре со статической компенсацией.

В (4) показано, что условием компенсации переходных процессов при достаточно малом C_n является равенство:

$$\frac{C_n}{C_2} = \frac{U}{u} + 1, \quad (9)$$

Подставляя в (9) значения U из (36) и u из (2), получаем:

$$\frac{C_n}{C_2} = m \left(1 + \frac{1}{kE} \ln \frac{E}{mAR} \right). \quad (10)$$

Второе слагаемое в скобках — это погрешность, вызываемая статической компенсацией.

Поскольку статическая система компенсации применяется в тех случаях, когда вносимая ею погрешность мала, то равенство (10) принимает вид:

$$C_n = mC_2. \quad (11)$$

Из формулы (10) следует важный вывод, что при статической системе автоматической компенсации в отличие от ручной и астатической систем автоматической компенсации емкость нагрузки, необходимая для компенсации переходных процессов, не зависит от измеряемого напряжения.

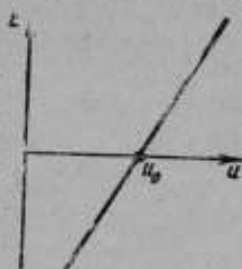


Рис. 3. Характеристика усилителя обратной связи, соответствующая равенству (12).

Рассмотрим теперь возможность построения вольтметра со статической системой компенсации, не обладающей погрешностью, вызванной тем фактом, что отрицательная обратная связь стремится напряжение на нагрузке u не к u_0 , а к нулю. Пусть усилитель обратной связи имеет характеристику (рис. 3):

$$E = m(u - u_0), \quad (12)$$

где u_0 определяется равенством:

$$u_0 e^{ku_0} = AR. \quad (13)$$

Подставляя (12) и (13) в (36), получаем:

$$U = E + \frac{1}{k} \ln \left(1 + \frac{E}{mu_0} \right). \quad (14a)$$

Так как u_0 мало, то можно считать, что

$$u_0 = AR,$$

тогда

$$U = E + \frac{1}{k} \ln \left(1 + \frac{E}{mAR} \right). \quad (14b) \text{ где}$$

В (14b) второе слагаемое представляет обычную погрешность статической системы регулирования, которая тем меньше, чем больше m .

Применение усилителя с характеристикой (12) требует переменной емкости нагрузки для компенсации переходных процессов так же, как и в вольтметре с ручной компенсацией.

Выводы

1. Применение автоматической статической компенсации в импульсном компенсационном вольтметре в отличие от ручной или астатической автоматической компенсации вызывает появление дополнительной погрешности.

2. Значение дополнительной погрешности, вызванной статической компенсацией, определяется минимальным значением напряжения, для измерения которого предназначен вольтметр.

3. Значение емкости нагрузки, необходимое для компенсации переходных процессов, постоянно и не зависит от измеряемого напряжения.

4. В случае применения усилителя обратной связи с характеристикой (12), увеличение коэффициента передачи позволяет уменьшить погрешность, вызванную статической компенсацией, однако применение усилителя с такой характеристикой приводит к тому, что емкость нагрузки, необходимая для компенсации переходных процессов, должна меняться в зависимости от значения измеряемого напряжения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Fraser H. J. Automatic Slide-Back Voltmeter Readings on Positive Pulses. *Wireless Engineering*, July 1955, V. 32, N 7.
2. Грязнов М. И. Метод измерения амплитуды коротких импульсов. *Вопросы радиоэлектроники*, серия VI, вып. 1, 1961.
3. Greveling C. J. and Munter L. An Automatic Peak Voltmeter for Measuring of Pulses. *Proceeding of IRE*, Feb. 1947, V. 35, N 2.
4. Лейин М. М. Погрешности компенсационного метода измерения импульсного напряжения (см. настоящий сборник).

Статья поступила в июле 1961 г.

Левин М. М.

ВНИИФТРИ

ПРИБЛИЖЕННЫЙ МЕТОД ОБРАЩЕНИЯ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ФУНКЦИИ БЕССЕЛЯ $I_p(x)$

Для решения задач, связанных с анализом диодных вольтметров, предложен приближенный метод обращения модифицированной функции Бесселя при больших значениях функции и аргумента.

Ряд технических вопросов, например, связанных с анализом диодных вольтметров, приводит к задаче обращения функции Бесселя, т. е. к уравнению:

$$I_p(x) = A, \quad (1)$$

где A — действительное число, большее единицы.

Для значений $A > 2500$ эта задача представляет трудности, так как при этом модифицированные функции Бесселя не табулированы.

Для достаточно больших значений x модифицированная функция Бесселя может быть вычислена по приближенной формуле:

$$I_p(x) \approx \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}. \quad (2)$$

Задача обращения функции $I_p(x)$ сводится к решению уравнения:

$$\frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}} = A. \quad (3)$$

Выражение (3) является трансцендентным. Для его решения заданной величиной y и найдем соответствующее ему $I_0(y)$. Величина y должна быть выбрана настолько большой, чтобы $I_0(y)$ можно было вычислить с достаточной точностью по приближенной формуле (2).

Очевидно, что

$$\frac{A}{I_0(y)} = e^{x-y} \sqrt{\frac{y}{x}}.$$

$$x = y + \ln \frac{A}{I_0(y)} + \frac{1}{2} \ln \frac{x}{y}. \quad (4)$$

Уравнение (4) решается методом последовательных приближений.

Пренебрегая в первом приближении величиной $\frac{1}{2} \ln \frac{x}{y}$ находим:

$$x_1 = y + \ln \frac{A}{I_0(y)}. \quad (5)$$

При втором приближении

$$x_2 = y + \ln \frac{A}{I_0(y)} + \frac{1}{2} \ln \frac{x_1}{y} = x_1 + \frac{1}{2} \ln \frac{x_1}{y} = x_1 + u_2. \quad (6)$$

При n -ом приближении

$$x_n = y + \ln \frac{A}{I_0(y)} + \frac{1}{2} \ln \frac{x_{n-1}}{y} = x_1 + \frac{1}{2} \ln \frac{x_{n-1}}{y} = x_1 + v_n. \quad (7)$$

Рассмотрим, стремится ли v_n к конечному пределу при стремлении n к бесконечности. Положим для определенности $x > y$. Нетрудно видеть, что если положить $v_1 = 0$, то для $n \geq 2$

$$v_n = \frac{1}{2} \ln \left[1 + \frac{1}{y} \ln \frac{A}{I_0(y)} + \frac{v_{n-1}}{y} \right]. \quad (8)$$

Разлагая логарифм в степенной ряд и ограничиваясь первым членом, получаем:

$$v_n < \frac{1}{2y} \ln \frac{A}{I_0(y)} + \frac{1}{2y} v_{n-1}. \quad (9)$$

Повторяя операцию разложения в степенной ряд логарифмов, содержащихся в выражениях для v_{n-1} , v_{n-2} и т. д. до v_2 и отбрасывая члены степени выше первой, получаем:

$$v_n < \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{(2y)^k} \cdot \ln \frac{A}{I_0(y)} = \frac{1 - \left(\frac{1}{2y}\right)^{n-1}}{2y-1} \cdot \ln \frac{A}{I_0(y)} = w_n. \\ v = \lim_{n \rightarrow \infty} v_n < \lim_{n \rightarrow \infty} w_n = \frac{1}{2y-1} \ln \frac{A}{I_0(y)} = w. \quad (11)$$

Из выражений (8) и (11) видно, что v_n монотонно возрастает с ростом n , но всегда остается меньше конечной величины w . Следовательно v_n имеет конечный предел.

Если $x < y$, то v_n — убывающая функция, остающаяся всегда больше w . Следовательно, и в этом случае v_n стремится к конечному пределу.

Докажем, что с увеличением n x_n стремится к X , являющемуся решением уравнения (4), а следовательно и (3).

Пусть

$$x_{n-1} = x_n - \varepsilon_n.$$

Подставляя последнее равенство в выражение (7), получаем

$$x_n = x_1 + \frac{1}{2} \ln \frac{x_n - \varepsilon_n}{y}. \quad (12)$$

Так как x_n и x_{n-1} при увеличении n стремятся к одинаковому пределу, $\lim_{n \rightarrow \infty} \varepsilon_n = 0$, то

$$\lim_{n \rightarrow \infty} x_n = x_1 + \frac{1}{2} \ln \frac{\lim x_n}{y}. \quad (13)$$

Обозначая $\lim_{n \rightarrow \infty} x_n = X$, получаем:

$$X = x_1 + \frac{1}{2} \ln \frac{X}{y}. \quad (14)$$

Очевидно, что выполнение равенства (14) возможно только в том случае, если X есть решение уравнения (4).

Из выражений (5) и (11) можно найти пределы, в которых будет лежать точное значение x при $x > y$.

$$y + \ln \frac{A}{I_0(y)} < x < y + \frac{2y}{2y-1} \ln \frac{A}{I_0(y)}. \quad (15)$$

При $x < y$ знаки неравенства (15) заменяются на обратные.

Оценим, сколько необходимо сделать приближений, чтобы погрешность решения уравнения (4) не превышала заданного значения ϵ .

Для дальнейшего необходимо доказать неравенство:

$$\omega - \omega_n > v - v_n.$$

Оценкой величины $\omega_n - v_n$ будет второй член разложения равенства (8), взятый с обратным знаком:

$$\omega_n - v_n \sim \frac{1}{4y^2} \left[\ln \frac{A}{I_0(y)} + v_{n-1} \right]^2. \quad (16)$$

Подставляя в (16) ω_{n-1} вместо v_{n-1} , после преобразований получим:

$$\omega_n - v_n \sim \frac{1}{4y^2} \left[1 + \frac{1 - \left(\frac{1}{2y}\right)^{n-2}}{2y-1} \right]^2 \cdot \ln^2 \frac{A}{I_0(y)}. \quad (17)$$

Аналогично для $\omega - v$ получаем:

$$\omega - v \sim \frac{1}{4y^2} \left[1 + \frac{1}{2y-1} \right]^2 \cdot \ln^2 \frac{A}{I_0(y)}. \quad (18)$$

Сопоставляя (17) и (18), заключаем, что

$$\omega - v > \omega_n - v_n. \quad (19)$$

Из неравенств $\omega > v$, $\omega_n > v_n$ и неравенства (19) следует, что

$$\omega - \omega_n > v - v_n, \quad (20)$$

где $v - v_n = \Delta x$ — абсолютная погрешность решения уравнения (4). Из неравенства (20) следует, что если $\omega - \omega_n \leq \epsilon$, то $\Delta x = v - v_n < \epsilon$. Из (10) и (11) получаем:

$$\epsilon \geq \omega - \omega_n = \left(\frac{1}{2y}\right)^{n-1} \frac{1}{2y-1} \ln \frac{A}{I_0(y)}. \quad (21)$$

Из (21) получаем искомое число приближений:

$$n \geq 1 + \frac{1}{\ln 2y} \cdot \ln \left[\frac{\ln \frac{A}{I_0(y)}}{\epsilon (2y-1)} \right]. \quad (22)$$

Из теории функций Бесселя следует, что величина x , найденная из уравнения (3), превышает корень уравнения (1) на величину:

$$\delta = \frac{1 - 4\rho^2}{8x - 3 - 4\rho^2}. \quad (23)$$

Таким образом, при необходимости большой точности обращения функции Бесселя в результат решения уравнения (3) может быть введена поправка δ , однако введение этой поправки имеет смысл только при условии, что $\Delta x \ll \delta$.

Пример.

Дано $I_0(x) = 2815$.

Найти x с абсолютной погрешностью $\Delta x \leq \epsilon = 0,05$.

Задаемся $y = 5$, $I_0(y) = 27,2$.

Из неравенства (22) находим необходимое число приближений

$n = 2$.

4^{1/4} внифтри

Из равенства (5) находим:

$$x_1 = y + \ln \frac{A}{I_0(y)} = 5 + \ln \frac{2815}{27,2} = 9,63.$$

$$v_2 = \frac{1}{2} \ln \frac{x_1}{y} = \frac{1}{2} \ln \frac{9,63}{5} \approx 0,33.$$

Из равенства (6) или (7) получаем:

$$x_2 = x_1 + v_2 = 9,63 + 0,33 = 9,96.$$

Из (23) находим:

$$\delta = \frac{1}{8:9,66 - 3} \approx 0,013 < \varepsilon = 0,05.$$

Поправку δ вводить не имеет смысла.

Проверка по таблицам показывает, что заданная величина $I_0(x)$ соответствует $x=10$.

Таким образом, x определен с абсолютной погрешностью

$$\Delta x = 0,04 < \varepsilon = 0,05.$$

При расчетах удобно задаваться $y=10$, тогда $I_0(y)=2815$.

Статья поступила в июле 1961

дел
це

хар
пул

сти
те
нош
сни

лос
это
фор
вед
изм

хар
тру
им
зде
пос

бот
рен
точ

4 В

Переверзев Л. А.

ВНИИФТРИ

**ПРИМЕНЕНИЕ КОРОТКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ
ДЛЯ ПОВЕРКИ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ
ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ПОМЕХ**

Рассматривается применение коротких радиоимпульсов для проверки импульсной характеристики измерителей помех на частотах выше 20 Мгц. Дается способ измерения спектральной плотности короткого радиоимпульса и методика поверки. Определяется наибольшая и наименьшая допустимые длительности радиоимпульсов. Анализируются погрешности измерения импульсной характеристики и приводятся результаты экспериментальной проверки предложенной методики.

При поверке измерителей помех (ИП) по импульсам должен определяться [1] зависящий от частоты следования $F_{сч}$ импульсов коэффициент

$$K(F_{сч}) = \frac{U}{\Phi}, \quad (1)$$

характеризующий чувствительность ИП к спектральной плотности импульсов Φ (U — показание ИП).

Этот коэффициент (назовем его абсолютной импульсной характеристикой) можно определять лишь при какой-либо одной (опорной) частоте следования $(F_{сч})_0$. Для остальных частот достаточно определять отношение коэффициентов на данной и опорной частоте следования, т. е. снимать относительную импульсную характеристику

$$\frac{K(F_{сч})}{K_0}$$

Спектр испытательных импульсов должен быть равномерным в полосе пропускания ИП; поскольку полоса типовых ИП довольно узка, этому требованию удовлетворяют импульсы различной формы. Поэтому форму импульсов можно выбирать с точки зрения точности воспроизведения абсолютного значения спектральной плотности Φ или точности измерения коэффициента K_0 .

В связи с тем, что на частотах свыше 20 Мгц поверка импульсной характеристики ИП с помощью видеоимпульсов связана с известными трудностями, представляет интерес использование для этой цели радиоимпульсов [2] и, в частности, коротких. (Название «короткий» означает здесь, что для данной полосы частот спектральная плотность импульса постоянна и определяется только его площадью).

В настоящее время короткие радиоимпульсы применяются разработчиками ИП (Филиал НИИ Министерства связи), но только для измерения относительной импульсной характеристики. В этом случае достаточно поддерживать лишь постоянство спектральной плотности при

изменении частоты следования. Для проверки же абсолютной импульсной характеристики (1) необходимо определять абсолютное значение спектральной плотности Φ .

Поскольку применение коротких радиоимпульсов имеет определенные положительные стороны (например, к ним предъявляются значительно меньшие требования в смысле кратковременности, чем к другим импульсным сигналам), желательно рассмотреть возможность использования таких импульсов для проверки абсолютной импульсной характеристики ИП.

Способ измерения спектральной плотности. Для определения спектральной плотности короткого радиоимпульса на частотах, близких к частоте несущей, достаточно измерить площадь радиоимпульса. Это измерение, вообще говоря, можно осуществить с помощью осциллографа или вольтметра среднего значения, поскольку для рассматриваемой области применения радиоимпульсы могут иметь достаточно большую длительность. Однако при использовании этих способов трудно рассчитывать на достаточную точность измерения.

Хорошие результаты в случае коротких радиоимпульсов может дать способ измерения спектральной плотности по гармоникам [1], если применять его непосредственно при проверке ИП. По сравнению с видеоимпульсами малой длительности радиоимпульсы имеют в этом случае то преимущество, что частота следования их может быть достаточно большой для того, чтобы можно было легко выделять отдельные гармоники, а работа вблизи несущей позволяет использовать устойчивые гармоники невысоких номеров.

Следует, однако, иметь в виду, что способ этот применим лишь при модуляции в каскаде с независимым возбуждением. Действительно, на выходе такого каскада мы получаем сигнал:

$$f(t) = A(t) \cos(\omega_n t + \varphi),$$

где $A(t)$ — огибающая, представляющая собой периодическую функцию с периодом $T = \frac{1}{F_{сч}} = \frac{2\pi}{\Omega_{сч}}$; $f_n = \frac{\omega_n}{2\pi}$ — частота несущей.

Известно [3], что в этом случае спектр сигнала $f(t)$ можно получить, разлагая $A(t)$ в ряд Фурье и подставляя полученный ряд в выражение для $f(t)$. Если, например, огибающая представляет собой в интервале $-\frac{T}{2} < t < +\frac{T}{2}$ прямоугольный видеоимпульс с длительностью τ

$$A(t) = \begin{cases} A, & |t| < \frac{\tau}{2} \\ 0, & \frac{\tau}{2} < |t| < \frac{T}{2}, \end{cases}$$

то для сигнала в целом получаем выражение:

$$f(t) = \frac{A\tau}{T} \cos(\omega_n t + \varphi) + \frac{A\tau}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\Omega_{сч} \frac{\tau}{2}}{n\Omega_{сч} \frac{\tau}{2}} \times \\ \times \{ \cos[(\omega_n + n\Omega_{сч})t + \varphi] + \cos[(\omega_n - n\Omega_{сч})t + \varphi] \}.$$

Очевидно, в используемой области частот, близких к ω_n , можно практически получить достаточно стабильные линии спектра, соответствующие гармоникам невысоких номеров n .

При модуляции же в каскаде с самовозбуждением в лучшем случае, когда фаза заполняющего напряжения по отношению к огибающей будет одинакова для всех импульсов, весь сигнал:

$$f(t) = A(t) \cos(\omega_n t + \varphi), |t| < \frac{T}{2}$$

представляет собой периодическую функцию с периодом T . Разлагая $f(t)$ в ряд Фурье, для прямоугольных импульсов получим:

$$f(t) = \frac{A\tau}{T} \cos \varphi \frac{\sin \omega_n \frac{\tau}{2}}{\omega_n \frac{\tau}{2}} + \frac{A\tau}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\cos(n\Omega_{сд}t + \varphi) \times \right. \\ \left. \times \frac{\sin(\omega_n - n\Omega_{сд}) \frac{\tau}{2}}{(\omega_n - n\Omega_{сд}) \frac{\tau}{2}} + \cos(n\Omega_{сд}t - \varphi) \frac{\sin(\omega_n + n\Omega_{сд}) \frac{\tau}{2}}{(\omega_n + n\Omega_{сд}) \frac{\tau}{2}} \right]$$

Как видно из этого выражения, спектр в общем случае не содержит гармоники с частотой ω_n ; гармоники вблизи этой частоты имеют высокие номера порядка $n = \frac{\omega_n}{\Omega_{сд}}$. Так, если частота несущей $f_n = 20 \text{ Мгц}$ и частота следования $F_{сд} = 20 \text{ кГц}$, то $n = 1000$ и гармоники могут оказаться неустойчивыми из-за нестационарности частоты следования.

Методика проверки абсолютной импульсной характеристики. Первая операция — воздействие на ИП спектральной плотностью импульсов при опорной частоте следования ($F_{сд}$)₀ (рис. 1а). Получив отсчет по ИП, калибруем его, подавая от ГСС синусоидальное напряжение U , дающее тот же отсчет.

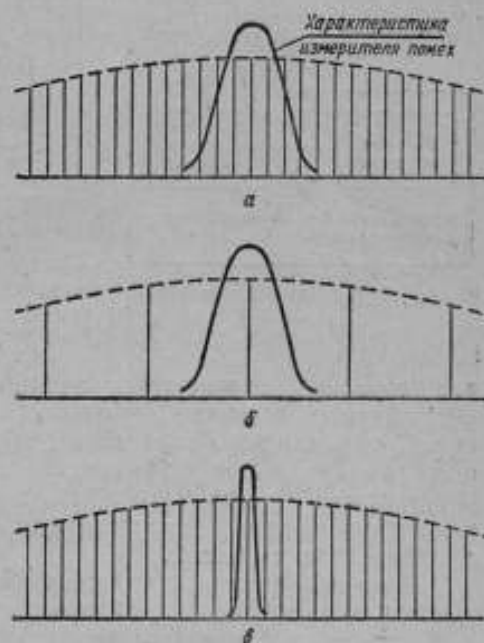


Рис. 1. Проверка импульсной характеристики с измерением спектральной плотности по гармоникам:

а — воздействие на ИП спектральной плотностью импульсов при опорной частоте следования; б — выделение гармоники при увеличении частоты следования; в — выделенные гармоники после сужения полосы пропускания

Вторая операция — измерение спектральной плотности по гармоникам — может иметь два основных варианта:

1) измерение гармоники спектра после повышения частоты следования до такой величины, чтобы в полосу пропускания ИП попадала только одна гармоника (рис. 1б); в этом случае должна быть обеспечена достаточно высокая частота следования и независимость спектральной плотности импульсов от частоты следования;

2) измерение гармоники после подачи импульсов на другое достаточно узкополосное устройство или после сужения полосы

ИП с помощью соответствующей приставки на выходе его УПЧ (рис. 1в).

Возможно также сочетание обоих вариантов.

После индикации амплитуды гармоники на выходе избирательного устройства на вход его подается от ГСС напряжение $A_{эфф}$, которое регулируется до получения прежнего отсчета по выходному индикатору. Спектральная плотность импульса на частоте гармоники [1] равна:

$$\Phi_{f=f_n \pm nF_{сг}} = \frac{A_n}{F_{сг}} = \frac{A_{эфф} \sqrt{2}}{F_{сг}}$$

Импульсная характеристика в опорной точке подстановки в (1) выражения для Φ будет:

$$K_0 = \frac{UF_{сг}}{A_{эфф} \sqrt{2}} \quad (2)$$

Поскольку формула (2) содержит отношение напряжений почти одинаковой частоты, при использовании одного и того же ГСС для получения этих напряжений погрешность измерения начального уровня и погрешность измерения абсолютного значения ослабления исключаются. В погрешность определения отношения $\frac{U}{A_{эфф}}$ входит только погрешность измерения разностного ослабления аттенуатором и (в слу-

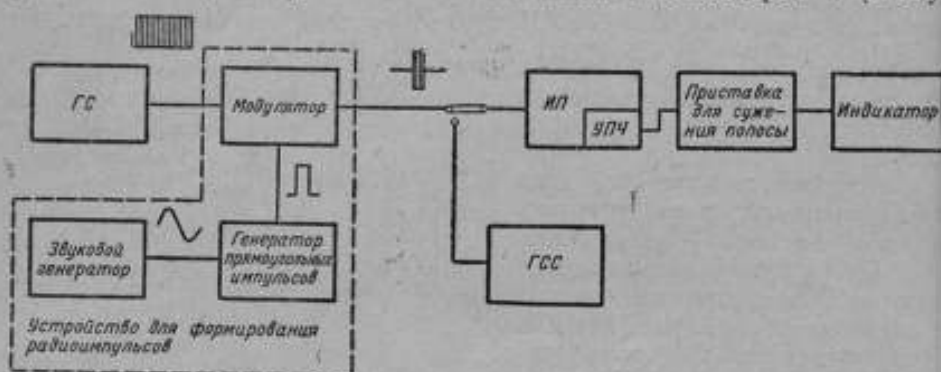


Рис. 2. Блок-схема проверки импульсной характеристики ИП с помощью коротких радиопульсов

чае переключения на другое узкополосное устройство при измерении амплитуды гармоники) погрешность из-за неодинакового рассогласования. С целью исключения последней выгодно использовать для выделения гармоники сам ИП с приставкой для сужения полосы в случае необходимости (новый измеритель помех ИП-26М имеет выход ПЧ для включения внешних устройств). Блок-схема для этого варианта проверки приведена на рис. 2.

Если ослабления, соответствующие напряжениям U и $A_{эфф}$, отсчитывают по аттенуатору, проградуированному в децибелах, то при неизменном начальном уровне на его входе формула (2) принимает вид:

$$K_0 = \frac{F_{сг}}{\sqrt{2}} \cdot 10^{\frac{1}{20}(N_{\Lambda} - N_U)} \quad (3)$$

где N_U — ослабление при калибровке ИП;

N_{Λ} — ослабление при измерении гармоники.

Наибольшая допустимая длительность импульсов. При проверке ИП с помощью коротких радиопульсов можно использовать плоский

участок спектра около частоты несущей (вблизи максимума). Ширина плоской части спектра уменьшается с увеличением длительности импульса. Наибольшая допустимая длительность импульса определяется погрешностью проверки, возникающей из-за неравномерности спектра в пределах полосы пропускания ИП.

При воздействии равномерного спектра на избирательный усилитель спектр выходного сигнала совпадает по форме с частотной характеристикой усилителя, а сам сигнал (отклик) — с временной (импульсной) его характеристикой. Двусторонний завал входного спектра приводит к сужению спектра на выходе и, следовательно, к уменьшению амплитуды и увеличению длительности отклика. Погрешность проверки можно принять равной изменению амплитуды отклика, так как при достаточно высоких частотах следования детектор ИП работает как пиковый.

Для упрощения расчета аппроксимируем амплитудно-частотную характеристику ИП кривой колокольной формы:

$$y = e^{-r(f-f_0)^2}, \quad (4)$$

где y — относительное усиление;
 f_0 — средняя частота.

При этом:

$$r = -\frac{4}{F^2} \ln Y,$$

где F — полоса реальной характеристики по уровню $y = Y$.

Так как на «граничном» участке спектра, где завал по сравнению с максимумом еще невелик, модуль спектральной плотности мало зависит, а фаза для симметричных импульсов совсем не зависит от формы импульса [4], возьмем для удобства расчета колокольный радиоимпульс. Его нормированная спектральная плотность будет равна:

$$S = e^{-\frac{\pi^2}{\delta^2} (f-f_0)^2}, \quad (5)$$

где f_0 — частота несущей;

δ — параметр, характеризующий ширину импульса

$$2|S| = \Phi.$$

В случае настройки несущей на частоту ИП ($f_n = f_0$), перемножая (4) и (5), получаем спектр отклика:

$$S_{\text{откл}} = yS = e^{-\left(r + \frac{\pi^2}{\delta^2}\right)(f-f_0)^2} \quad (6)$$

Огибающая этого отклика будет равна:

$$A_1(t) = 2 \sqrt{\frac{\pi}{r + \frac{\pi^2}{\delta^2}}} \cdot e^{-\frac{\pi^2 t^2}{r + \frac{\pi^2}{\delta^2}}}$$

ее амплитуда:

$$A_1 = 2 \sqrt{\frac{\pi}{r + \frac{\pi^2}{\delta^2}}}$$

В случае плоского входного спектра огибающая соответствует характеристике (4) или спектру (6) при $\delta \rightarrow \infty$:

$$A(t) = 2 \sqrt{\frac{\pi}{r}} \cdot e^{-\frac{\pi^2 t^2}{r}};$$

амплитуда огибающей:

$$A = 2 \sqrt{\frac{\pi}{r}}$$

Относительное изменение амплитуды из-за неравномерности спектра равно:

$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{A_1 - A}{A} \approx -\frac{1}{2r} \left(\frac{\pi}{\delta}\right)^2$$

после подстановки значения r :

$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{1}{8} \frac{1}{\ln Y} \left(\frac{\pi F}{\delta}\right)^2$$

Оптимальная длительность импульсов, как это будет видно из дальнейшего, получается довольно большой; поэтому форма импульсов может быть во многих случаях близка к прямоугольной. В связи с этим имеет смысл выразить параметр δ через длительность τ прямоугольного импульса, равноценного колокольному по завалу граничной части спектра. Сравнивая разложение в ряд по степеням $f - f_n$ спектров этих импульсов, можно получить из этого условия соотношение

$$\delta = \frac{\sqrt{6}}{\tau}$$

Подставляя, получаем:

$$\frac{\Delta A}{A} = \frac{1}{48} \frac{1}{\ln Y} (\pi F \tau)^2$$

Если $Y = 0,5$, то

$$\frac{\Delta A}{A} \approx -0,3 (F \tau)^2$$

Из условия $\left| \frac{\Delta A}{A} \right| \leq b$ (b — допустимая погрешность поверки из-за неравномерности спектра) имеем:

$$\tau \leq \tau_{\max} \approx \frac{1,8}{F} \sqrt{b}$$

Реальная частотная характеристика ИП при больших расстройках пройдет выше, чем колокольная, и даст несколько большую погрешность. Поэтому можно принять для длительности импульса условие:

$$\tau \leq \tau_{\max} \approx \frac{\sqrt{b}}{F} \quad (7)$$

Если $b = 1\%$, то

$$\tau \leq \frac{1}{10F}$$

(F — полоса по уровню 0,5); в этом случае для диапазона 20—150 Мгц ($F = 0,1$ Мгц) должно быть $\tau \leq 1$ мксек и для диапазона 150—400 Мгц ($F = 0,25$ Мгц) $\tau \leq 0,4$ мксек.

Эти значения τ на два-три порядка превышают длительности видеоимпульсов, необходимые для соответствующих диапазонов. Получение радиоимпульсов с длительностью порядка 1 мксек не представляет каких-либо трудностей.

Наименьшая допустимая длительность импульсов. Уменьшение длительности радиоимпульсов также возможно лишь до известных пределов. Это связано с тем, что при воздействии модулирующих импульсов обычно изменяется не только составляющая частоты f_n тока модулятора, но и постоянная составляющая тока, т. е. получаются видеоим-

пульсы тока примерно той же длительности, что и радиопульсы. При малой длительности этих видеопульсов спектр их достигает частоты f_n и может внести погрешность в результаты измерений. Если же постоянная составляющая тока отсутствует или мала (например, в балансном модуляторе), то при уменьшении длительности импульсов также возникают искажения спектра, хотя и меньшие по величине.

Для оценки погрешности из-за слишком малой длительности импульсов удобно реальные импульсы любой формы заменять двусторонними экспоненциальными. Такие импульсы при равной ширине начального участка спектра имеют достаточно интенсивный спектр без нулей в области высокочастотных составляющих, что позволяет сделать оценку погрешности с некоторым запасом.

Представим ток модулятора как сумму видеопульса и радиопульса:

$$i(t) = \begin{cases} A_{\text{пост}} e^{\beta t} + A_1 e^{i\omega_0 t} \cos(\omega_0 t + \varphi), & t < 0, \\ A_{\text{пост}} e^{-\beta t} + A_1 e^{-i\omega_0 t} \cos(\omega_0 t + \varphi), & t > 0. \end{cases}$$

Спектральная плотность тока будет равна:

$$S(j\omega) = \frac{\frac{2A_{\text{пост}}}{\beta}}{1 + \left(\frac{2\pi}{\beta} f\right)^2} + \frac{\frac{A_1}{\beta} e^{i\tau}}{1 + \left(\frac{2\pi}{\beta}\right)^2 (f - f_n)^2} + \frac{\frac{A_1}{\beta} e^{-i\tau}}{1 + \left(\frac{2\pi}{\beta}\right)^2 (f + f_n)^2}.$$

Модуль полезной составляющей, которую можно считать равной второму члену, в начальном участке спектра ($f \approx f_n$) равен:

$$S_{\text{нач}} = \frac{A_1}{\beta}.$$

Желательно, чтобы отношение мешающей составляющей к полезной было не больше погрешности c , которую мы можем допустить из-за наличия этой мешающей составляющей.

Если «постоянная составляющая» не подавляется, то на частоте $f \approx f_n$ ее спектральная плотность $S_{\text{пост}}$ (первый член) обычно больше третьего члена. В этом случае, заменяя параметр β на длительность τ прямоугольного импульса, равноценного двустороннему экспоненциальному по ширине плоской части спектра (как это описано), получим

$$\beta = \frac{2\sqrt{b}}{\tau} \quad \text{и} \quad \frac{S_{\text{пост}}}{S_{\text{нач}}} = \frac{2 \frac{A_{\text{пост}}}{A_1}}{1 + \frac{(\pi f \tau)^2}{b}}.$$

Из условия

$$\frac{S_{\text{пост}}}{S_{\text{нач}}} \ll c$$

находим:

$$\tau \gg \tau_{\text{min}} = \frac{1}{\pi f} \sqrt{6 \left(\frac{2}{c} \frac{A_{\text{пост}}}{A_1} - 1 \right)} \approx \frac{1}{f} \sqrt{\frac{1}{c} \frac{A_{\text{пост}}}{A_1}}.$$

Подбором режима модулятора можно избежать того, чтобы $A_{\text{пост}}$ было намного больше A_1 ; при $A_{\text{пост}} \approx A_1$

$$\tau_{\text{min}} \approx \frac{1}{f \sqrt{c}}. \quad (8)$$

Объединяя (7) и (8), получаем:

$$\frac{1}{f \sqrt{c}} \ll \tau \ll \frac{\sqrt{b}}{F}. \quad (9)$$

Как видно из таблицы, соответствующей формулам (7) и (8), пределы для τ получаются достаточно широкими уже при допустимой погрешности 1% (расчет сделан для ИП диапазона 20—150 МГц).

Погрешность, %	τ_{\max} при $F=0,1$ МГц, мксек	τ_{\min} при $f=20$ МГц, мксек
1	1	0,5
2	1,4	0,35
4	2	0,25

Если «постоянная составляющая» отсутствует, то, учитывая третий член выражения для спектральной плотности, получаем:

$$\tau \gg \tau_{\min} \approx \frac{0,4}{f\sqrt{c}}$$

в этом случае нижний предел для τ заметно снижается.

Как видно из неравенства (9), короткие радиоимпульсы могут применяться в качестве сигнала с образцовой спектральной плотностью лишь для испытания достаточно узкополосных устройств: отношение $\frac{F}{f}$ должно быть (ориентировочно) не больше 0,01 (при балансной модуляции — не больше 0,02).

Погрешности измерения импульсной характеристики в опорной точке. 1. Погрешности измерения величин, входящих в формулу (2) или (3) составляют:

- а) для частоты следования — не больше $\pm 2\%$;
- б) для разностного ослабления порядка 20 дБ или менее — не больше $\pm 5\%$ (выгодно применять $F_{\text{ср}} \approx K_0 \sqrt{2}$; тогда эта погрешность будет меньше).

2. Погрешности из-за факторов, не учитываемых формулами:

а) общую погрешность из-за мешающих составляющих спектра или недостаточной кратковременности импульса (неравномерности спектра) при значении τ , отличающемся от оптимального не больше чем на $\pm 50\%$, можно оценивать величиной $\pm 2\%$;

б) погрешность из-за нестабильности переключателей, изменения усиления за время измерения, ухода спектральной плотности при изменении частоты следования, из-за погрешностей индикации можно принять равной $\pm 8\%$;

в) погрешностью из-за неодинакового рассогласования при использовании для выделения гармоник самого ИП (с приставкой или без нее) можно пренебречь;

г) погрешность из-за пролезания несущей через модулятор может быть сделана пренебрежимо малой путем применения соответствующих мер (экранирование, работа с небольшой расстройкой по отношению к несущей).

Общую погрешность измерения коэффициента K_0 (без учета погрешностей из-за рассогласования в случае выделения гармоник отдельным устройством) можно оценить величиной $\pm 10\%$.

Заметим для сравнения, что при проверке коэффициента K_0 с помощью видеоимпульсов — по формуле (1), — измерить с такой точностью одну только величину U , входящую в (1), было бы уже довольно сложно (так, генераторы ГСС-7, ГСС-12 имеют погрешность по выходному напряжению до 20%).

Экспериментальная проверка. Для проверки способа измерения абсолютной импульсной характеристики с помощью коротких радиоимпульсов измерялась величина K_0 для измерителя помех ИП-12-2М.

Затем та же величина была измерена с помощью генератора видеоимпульсов с крутым фронтом ИГ, и сравнивались полученные результаты.

Сличение производилось на частоте 19,5 Мгц по блок-схеме рис. 3. Поскольку конструктивная отработка отдельных элементов установки не являлась целью эксперимента, были использованы имеющиеся приборы, хотя это и сделало блок-схему более громоздкой. На схему формирования подаются незатухающие колебания частоты 19,5 Мгц от ГСС-7 и модулирующие импульсы от ГИП-2 с длительностью около 2,5 мксек. На выходе схемы формирования получают радиоимпульсы примерно той же длительности с амплитудой порядка 0,1 в. Площадь этих импульсов меняется с частотой следования, поэтому постоянство спектральной плотности при изменении частоты следования приходится

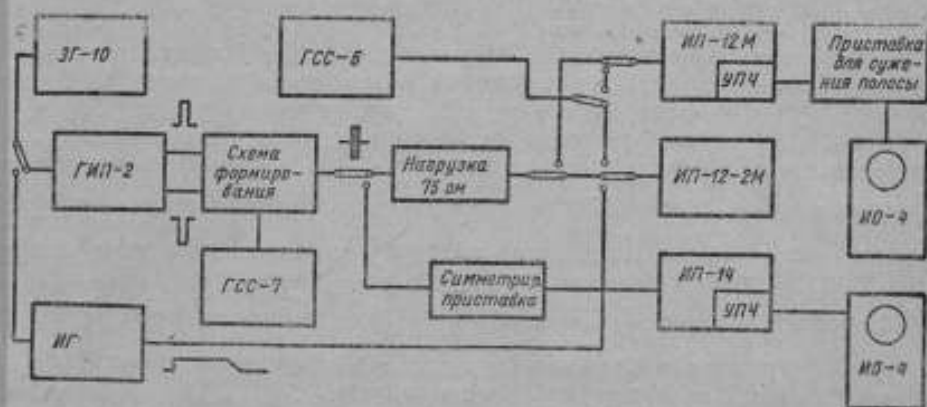


Рис. 3. Блок-схема сличения двух способов измерения абсолютной импульсной характеристики — по коротким радиоимпульсам и по видеоимпульсам с крутым фронтом

поддерживать по амплитуде отклика на выходе УПЧ ИП-14. Измеритель помех ИП-12М с приставкой для сужения полосы до 3 кГц и осциллографом служит для выделения и индикации гармоник спектра.

Гармоники спектра радиоимпульсов, получаемые в схеме формирования, на выходе приставки для сужения полосы получают столь же «чистыми», как и синусоидальное напряжение, подаваемое от ГСС-7. Для сравнения просматривались гармоники коротких радиоимпульсов, получаемых на выходе ГСС-7 при модуляции его импульсами от ГИП-2. В этом случае (модуляция в каскаде с самовозбуждением) гармоники получаются весьма неустойчивыми.

Измерение коэффициента K_0 прибора ИП-12-2М проводится в следующем порядке.

а) Радиоимпульсы с частотой следования $(F_{сч})_0 = 2000$ гц подаются на ИП-12-2М; усиление его подбирается до получения отсчета «50 мкс». Затем вместо радиоимпульсов на ИП-12-2М подается от ГСС-6 напряжение U до получения того же отсчета.

б) Радиоимпульсы подаются на ИП-14; отмечается амплитуда отклика по осциллографу. Устанавливается частота следования $F_{сч}$, необходимая для измерения по гармоникам. Напряжение радиоимпульса изменяется до получения прежней амплитуды отклика на экране осциллографа.

в) Радиоимпульсы с частотой $F_{сч}$ подаются на ИП-12М с приставкой для сужения полосы; амплитуда гармоники отмечается на экране осциллографа. Для измерения этой амплитуды от ГСС-6 подается на-

пряжение $A_{эфф}$ до получения прежней высоты изображения на экране. Значение K_0 определяется по формуле (2).

Из-за недостаточной экранировки схемы наблюдалось заметное пролезание несущей. Поэтому линия спектра, имеющая частоту несущей при измерении спектральной плотности не использовалась, а измерялась одна из близких к ней гармоник. На показаниях же ИП-12-2М пролезание несущей практически не сказывалось.

Случайная погрешность единичного измерения была довольно велика — главным образом из-за того, что амплитуда отклика ИП-12 на экране осциллографа была недостаточно большой. Для уменьшения погрешности взято среднее из результатов 10 измерений. Измерения амплитуды гармоник проводились при $F_{сч} = 20\,000$ *гц*, а также при $F_{сч} = 7\,000$ *гц*, близкой к оптимальной ($F_{сч} \approx K_0 \sqrt{2}$). Среднее значение K_0 составляет $4340 \frac{1}{сек}$ с предельной погрешностью $\pm 8\%$.

Измерение K_0 с помощью ИГ проводилось в соответствии с формулой (1) при сохранении тех условий, которые могут повлиять на величину K_0 (частота настройки, частота следования импульсов, отсчет по ИП-12-2М). При длительности фронта импульсов ИГ порядка 5 *нсек* систематическая погрешность определения спектральной плотности по формуле $\varphi = \frac{E}{\pi I}$ мала (около $+1,5\%$); случайная погрешность составляет $\pm 5\%$. Систематическая погрешность ГСС-6 при этом измерении учитывалась; случайная погрешность — около $\pm 4\%$. С погрешностью $\pm 7\%$ получено $K_0 = 4260 \frac{1}{сек}$. Таким образом, при общей предельной погрешности сличения около $\pm 10\%$ полученные результаты отличаются на 2% , т. е. практически совпадают.

Результаты сличения показывают не только на отсутствие систематической погрешности при измерении спектральной плотности, но и подтверждают то положение, что при импульсной поверке ИП форма импульсов сама по себе значения не имеет.

Выводы

1. Измерение спектральной плотности коротких радиоимпульсов по гармоникам позволяет свести поверку абсолютной импульсной характеристики ИП к измерению частоты и разностного ослабления и тем самым повысить точность поверки.

2. Применение коротких радиоимпульсов в качестве сигнала образцовой спектральной плотностью целесообразно лишь для достаточно узкополосных устройств (ориентировочно — с относительной полосой пропускания $\frac{F}{f}$ не больше 0,01).

3. Спектр короткого прямоугольного радиоимпульса получается достаточно равномерным в полосе пропускания ИП, если произведение длительности импульса на ширину полосы (по уровню 0,5) составляет около 0,1.

ЛИТЕРАТУРА

1. Переверзев Л. А. Об импульсной поверке измерителей радиопомех. Изв. ВНИИФТРИ, № 1, 1961 г.
2. Переверзев Л. А. Использование радиоимпульсов для поверки измерителей помех. Труды ВНИИФТРИ, 1960, вып. 44 (104).
3. Харкевич А. А. Спектры и анализ, М., ГИТТЛ, 1957 г.
4. Гоноровский И. С. Радиосигналы и переходные явления в радиоцепях, М., Связьиздат, 1954 г.

Статья поступила в июне 1961

ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАКТОВ

Елькинд А. И. и Тихомандрицкая В. А.

НГИМИП

УСТАНОВКА ДЛЯ АТТЕСТАЦИИ ОБРАЗЦОВЫХ КОАКСИАЛЬНЫХ НАГРУЗОК

Описаны установка и методика аттестации образцовых коаксиальных нагрузок в дециметровом диапазоне волн с погрешностью порядка 3%. Проведен подробный анализ погрешностей аттестации.

Метод аттестации. Для аттестации образцовых коаксиальных нагрузок по полной проводимости (сопротивлению) в диапазоне 500—3750 МГц разработана установка, блок-схема которой приведена на рис. 1. Основным элементом установки является бесщелевая измерительная линия, схематически изображенная на рис. 2. Линия пред-

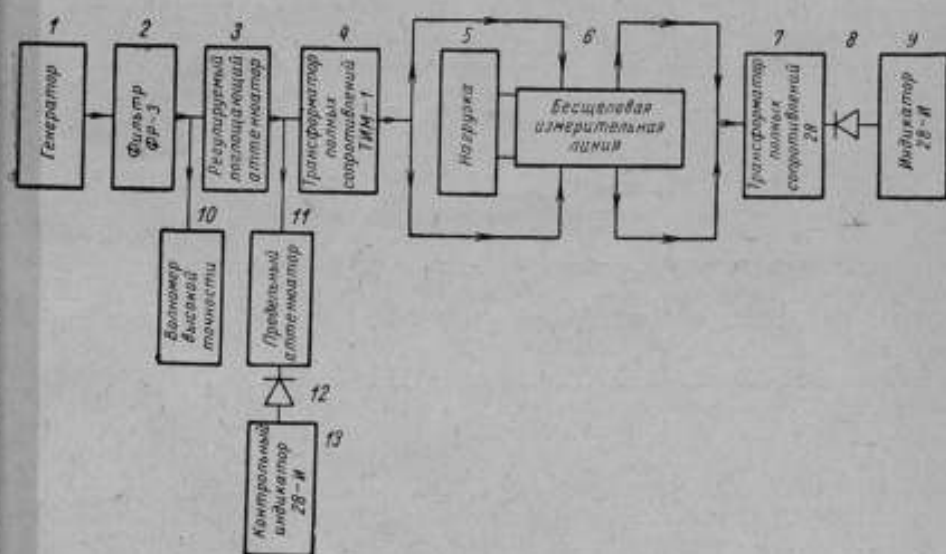


Рис. 1. Блок-схема установки

ставляет собой короткозамкнутый отрезок коаксиала переменной длины, к которому присоединяется аттестуемая нагрузка.

Связь с генератором и индикатором осуществляется через неподвижные зоны. Зависимость мощности, поступающей на вход детектора 8 (рис. 1), от положения короткозамыкателя определяется полной проводимостью нагрузки 5. Общий характер зависимости $P = P(x)$ показан на рис. 3. Асимметрия кривых зависит от величины и знака реактивной составляющей $\text{Im}Y$ полной проводимости измеряемой нагрузки, а ак-

тивная составляющая ReY определяет ширину максимумов кривой. От составляющие полной проводимости нагрузки определяются по двум интервалам длины, отсчитываемым по шкале короткозамыкателя. Первый интервал l_1 отсчитывается перемещением короткозамыкателя в положение x_0 , соответствующего нулевой мощности на входе детектора

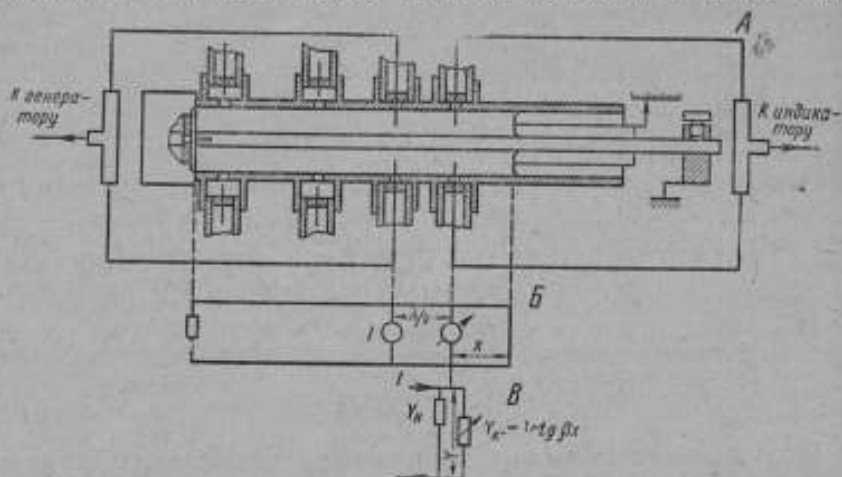


Рис. 2. Бесщелевая измерительная линия

ра δ , до положения x_1 , соответствующего половине максимальной мощности на входе детектора $P = \frac{P_{max}}{2}$. Второй интервал l_2 отсчитывается от x_0 до положения x_2 , также соответствующего $P = \frac{P_{max}}{2}$, но расположенного по другую сторону x_0 (рис. 3).

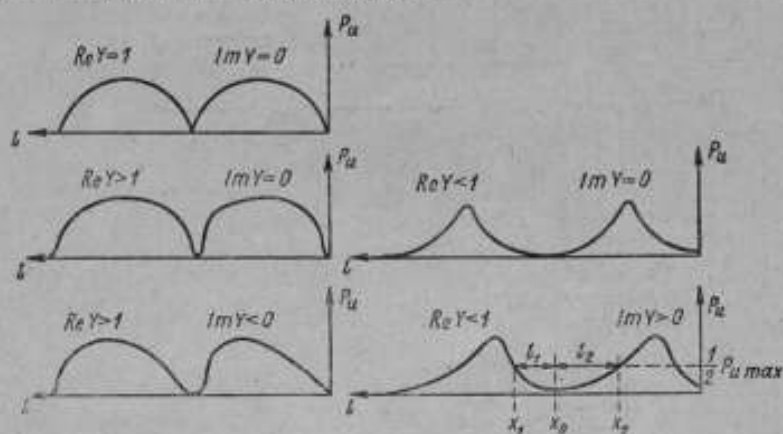


Рис. 3. Зависимость мощности в индикаторе от положения короткозамыкателя

Формулы для подсчета составляющих полной проводимости нагрузки по измеренным l_1 и l_2 имеют вид:

$$ReY = \frac{\operatorname{ctg} \beta l_1 + \operatorname{ctg} \beta l_2}{2},$$

$$ImY = \frac{\operatorname{ctg} \beta l_1 - \operatorname{ctg} \beta l_2}{2},$$

где Y — полная проводимость аттестуемой нагрузки [1].

Эти формулы следуют из выражения для зависимости мощности в индикаторе от положения короткозамыкателя $P_{\text{max}}(x)$, показанной на эквивалентной схеме генератора тока в сечении индикаторного зонда.

Во избежание влияния погрешности индикаторного прибора и характеристики детектора на результаты измерений применена следующая методика отсчета x_0, x_1, x_2 . Уровень P_{max} определяется по показаниям индикатора 8 (рис. 1) при перемещении короткозамыкателя. Наибольшее показание α_1 , соответствующее P_{max} фиксируется. После этого поступающая в линию мощность увеличивается в 2 раза при помощи переменного аттенюатора 3 (рис. 1). При удвоенном уровне мощности определяются два положения короткозамыкателя x_1 и x_2 . При таком способе отсчета систематические погрешности, вносимые индикаторным прибором и неточным определением характеристики детектора, исклю-

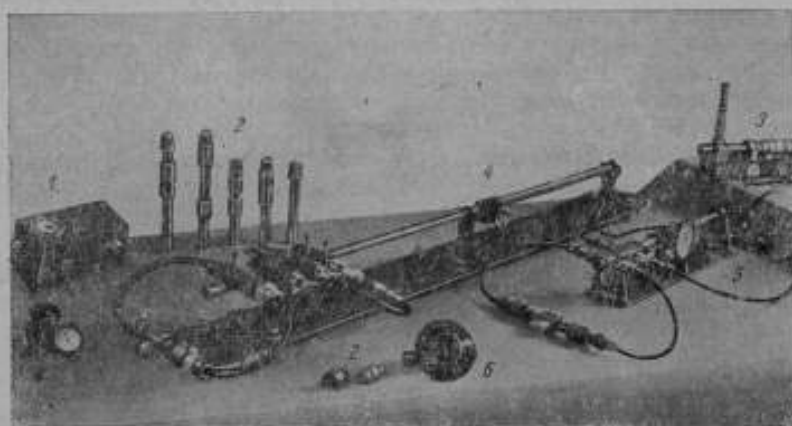


Рис. 4. Элементы установки для аттестации коаксиальных нагрузок

1—предельный аттенюатор; 2—аттестованные нагрузки; 3—трансформатор полных сопротивлений; 4—бесщелевая измерительная линия (500—1500 МГц); 5—бесщелевая измерительная линия (1500—3750 МГц); 6—поглощающий аттенюатор ножового типа

чаются, поскольку используется одно и то же показание индикаторного прибора α_1 . Положение короткозамыкателя x_0 , соответствующее $P_{\text{min}} = 0$, т. е. нулевому показанию индикаторного прибора, определяется при повышенной чувствительности индикатора.

Установка, блок-схема которой представлена на рис. 1, позволяет контролировать удвоение мощности. Для этой цели используется контрольный индикатор 13 и предельный аттенюатор 11 с микроотсчетом, работающий на линейном участке с начальным затуханием порядка 50 дБ. Контроль удвоения мощности в тракте производится следующим способом. Фиксируются показания α_2 контрольного индикатора 13, затем затухание предельного аттенюатора увеличивается на 3 дБ. При удвоении мощности снова устанавливается показание контрольного индикатора 13. Таким образом точность удвоения мощности определяется точностью предельного аттенюатора 11.

Из приведенной методики измерения вытекает назначение прочих элементов установки. В частности, трансформаторы полных сопротивлений 4 и 7 необходимы для согласования трактов генератора и индикатора, фильтр 2 — для подавления гармоник сигнала генератора, волномер 10 — для контроля частоты в процессе аттестации нагрузки.

Элементы установки (рис. 4). Основной элемент установки — бесщелевая измерительная линия — имеет следующие принципиальные особенности. Зондовая система состоит из идентичных зондов с двумя

фиксированными положениями «введен» и «выведен», объединены в двойные зонды кабелями равной электрической длины и симметричными тройниками (рис. 2). Применение сдвоенных зондов для связи с генератором и индикатором позволяет значительно уменьшить постоянство связи зонда с линией, которое вызывается малыми поперечными смещениями внутреннего проводника, возникающими при перемещении короткозамыкателя. Изменение связи компенсируется диаметрально противоположным расположением обеих половин сдвоенного зонда.

Для измерения на заданной частоте из четырех имеющихся сдвоенных зондов выбирается два, расстояние между которыми близко к $\frac{1}{4}\lambda$ или $\frac{3}{4}\lambda$. Эти зонды используются для связи с генератором и индикатором, а остальные выводятся из коаксиала. При выбранном расположении зондов отраженные от них волны гасятся, что приводит к уменьшению собственного к.с.в.н. прибора. Использование всех возможных парных сочетаний из четырех двойных зондов позволяет проводить измерения в диапазоне частот с перекрытием в три раза. При этом для любой частоты диапазона могут быть выбраны два таких сдвоенных зонда, расстояние между которыми отличается от $\frac{1}{4}\lambda$ и $\frac{3}{4}\lambda$ не более чем на $\pm 10\%$.

В бесщелевой измерительной линии отсутствуют опорные шайбы, что также снижает ее собственный к.с.в.н. Внутренний проводник линии крепится за короткозамыкателем, также как в контрольных линиях приборов ЛИ-3, ЛИ-4, ИКЛ-112.

Для изготовления двух приборов описываемой конструкции не использовался однородный коаксиал с диаметром внешнего проводника 16 мм, не имеющий скачков и переходов. Один прибор предназначен для измерений в диапазоне 500—1500 МГц и имеет диаметр зонда 1,5 мм и диаметр отверстий для них 2,5 мм.

Ход контактного короткозамыкателя, изготовленного из бериллиевой бронзы с направляющими из фторопласта, равен 400 мм. Положение его в коаксиале отсчитывается с помощью линейки с нониусом.

Второй прибор предназначен для измерений в диапазоне 1500—3750 МГц, диаметр зондов в нем 0,5—0,7 мм, отверстий — 1,5 мм. Зонды заключены во фторопластовые оболочки для предотвращения замыкания на корпус. Глубина погружения зондов в обоих приборах составляет 1,5 мм. Положение короткозамыкателя в этом экземпляре отсчитывается по специальному индикатору часового типа, рассчитанному на перемещение короткозамыкателя до 100 мм и имеющего точность отсчета 0,02 мм. Оба прибора имеют сменные внутренние проводники и короткозамыкатели, что позволяет изменять волновые сопротивления приборов с 75 на 50 ом при диаметре внешнего проводника коаксиала 16 мм.

В установку входят следующие элементы.

1. Предельный аттенюатор 11 с диаметром предельного волновода 13,67 мм и элементом связи, выполненным в форме диска, положение которого отсчитывается с помощью индикатора часового типа. При длине волны 10 см перемещение элемента связи на 1 мм соответствует изменению затухания на 3,019 дБ, а при длине волны — 50 см — изменению затухания на 3,058 дБ. Используемый участок аттенюатора имеет начальное затухание не ниже 50 дБ. При использовании промежуточных длин волн частотная зависимость затухания учитывалась.

2. Регулируемый поглощающий аттенюатор 3 ножевого типа представляет собой диэлектрическую пластину с нанесенным на ней углеродистым слоем. Затухание аттенюатора при полном погружении пластины составляет 4—7 дБ в зависимости от частоты.

Погрешности аттестации. Имеются следующие источники погрешности аттестации:

1) непостоянство связи через зонды, возникающее при перемещении короткозамыкателя;

2) неточность предельного аттеноатора II (рис. 1), используемого для удвоения мощности;

3) собственный к.с.в.н. линии, обусловленный неполным гашением отраженных от зондов волн и неоднородностью контактной системы соединительной фишки;

4) потери в линии с учетом затухания, вносимого зондами, и потерь в короткозамыкателе;

5) неидеальность шкалы, по которой отсчитывается положение короткозамыкателя (линейка с нониусом или видикатор часового типа).

Оценку погрешностей аттестации целесообразно определять для случая $ImY = 0$. При этом $ReY = \text{к.с.в.н.}$, либо $ReY = \frac{1}{\text{к.с.в.н.}}$. При этом, оценка погрешности аттестации совпадает с оценкой погрешности измерения к.с.в.н., что позволяет производить сравнение погрешности аттестации нагрузки с погрешностью коаксиальной измерительной линии, определяемой для к.с.в.н-2. Соответственно отдельные составляющие погрешности аттестации определяются для величин:

$$ReY = 2; \quad ReY = \frac{1}{2}; \quad ImY = 0.$$

1. Непостоянство связи при перемещении короткозамыкателя приводит к искажению снимаемой кривой. Аналитическое выражение кривой с учетом непостоянства связи имеет вид:

$$P = \frac{A + \Delta A(x)}{(ReY)^2 + (ImY - \text{ctg } \beta x)^2},$$

где A характеризует величину связи с генератором и индикатором, ΔA — непостоянство связи.

Если при определении точек половинного уровня связь характеризуется величиной A , а при определении точек максимального уровня $A + \Delta A$, то

$$P_{\max} \pm \Delta P_{\max} = \frac{A + \Delta A}{(ReY)^2},$$

так как второй член знаменателя обращается в нуль в случае максимальных показаний. Дифференцируя это выражение нетрудно получить:

$$\pm \frac{\Delta P_{\max}}{P_{\max}} = \pm 2 \frac{\Delta ReY}{ReY}.$$

Относительная погрешность, вызванная непостоянством связи

$$\delta_1 ReY = \frac{1}{2} \frac{\Delta P_{\max}}{P_{\max}}.$$

Определение величины непостоянства связи производилось путем сравнения максимальных значений мощности, поступающей на индикатор при перемещении короткозамыкателя на расстояние, равное нескольким полуволнам. Выбиралась наибольшая разность между указанными значениями. Полученные значения $\frac{\Delta P_{\max}}{P_{\max}}$ находились в пределах $\pm 0,02$, что соответствует погрешности $\delta_1 ReY < 0,01$.

Вышеприведенная методика оценки погрешности совпадает с оценкой погрешности измерения к.с.в.н. на обычной измерительной линии:

$$\delta K = \pm \frac{1}{2} \frac{\Delta P_{\max}}{P_{\max}}.$$

2. Экспериментальная проверка attenuатора производилась путем контроля равенства относительного затухания при нескольких последовательных смещениях элемента связи на интервалы, равные 1 мм.

Таким методом было установлено, что отклонение характеристики затухания от линейной не превышает 0,03 дБ на интервале 1 мм. Наклон характеристики затухания определяется путем измерений диаметра предельного волновода и рабочей частоты с погрешностью, не превышающей 0,005 дБ/мм.

Таким образом, полная погрешность определения затухания attenuатора на интервале 1 мм (затухание на этом интервале колеблется от 3,019 до 3,058 дБ в зависимости от частоты) составляет 0,035 дБ, что соответствует погрешности определения мощности:

$$\frac{\Delta P_{\max}}{P_{\max}} = 0,008.$$

Погрешность определения ReY составляет тогда:

$$\delta_{\Delta} ReY = \pm \frac{\Delta P_{\max}}{P_{\max}} = \pm 0,004.$$

3. Собственный к.с.в.н. линии вносит погрешность измерения такую же, как и погрешность измерения к.с.в.н. нагрузки, т. е.

$$\delta_{\Delta} ReY = \delta_{\text{к.с.в.н.}} = \pm 2\Gamma_c,$$

где Γ_c — коэффициент отражения от неоднородной линии [2]. Собственный к.с.в.н. бесщелевой линии измерялся методом подвижного короткого замыкателя [3]. Был применен следующий вариант. К бесщелевой линии вместо нагрузки присоединялся подвижный короткозамыкатель. При этом оба короткозамыкателя (в линии и присоединенный) образуют резонатор. Каждому положению короткозамыкателя линии соответствует резонансное положение второго короткозамыкателя. По зависимости резонансных положений обоих короткозамыкателей (S — кривая), полученной при их перемещении, определяется собственный к.с.в.н. линии K_c . Определяемая им погрешность оказалась равной:

$$\delta_{\Delta} ReY = \pm 2\Gamma_c \approx \pm (K_c - 1) = 0,015.$$

4. Затухание в линии характеризуется коэффициентом передачи линии $T_1^2 < 1$, если затухание обусловлено потерями в коаксиальной линии $1 - T_1^2 = 2\alpha L$, где α — затухание в неперах на единицу длины, L — длина линии.

В рассматриваемом случае затухание вносят также элементы связи, что влияет на измерения так же, как затухание αL . Погрешность измерения к.с.в.н. из-за затухания в линии [2] равна:

$$\delta K = -\left(K - \frac{1}{K}\right)\alpha L.$$

В рассматриваемом случае вместо αL необходимо записывать $\frac{1}{2}(1 - T_1^2)$, имея в виду и затухание за счет элемента связи. Кроме того, неидеальность короткозамыкателя эквивалентна дополнительному затуханию T_2 , причем считается, что короткозамыкатель идеальный $\Gamma_K^1 = 1$.

Значение T_2 определяется из соотношения $\Gamma_K = T_2^2 = \Gamma_K^1$, где Γ_K — действительный коэффициент отражения короткозамыкателя.

Полное затухание в линии $T = T_1 + T_2$ определяется по измерению коэффициента отражения на входе линии $\Gamma_{\text{вх}} = T^2$. Для этого использовалась вспомогательная измерительная линия, к которой в качестве нагрузки подключалась бесщелевая линия. Полученное значение $\Gamma_{\text{вх}}$

$T^2 = 0,98$. Погрешность определения ReY с учетом того, что ReY к.с.в.н. либо $ReY = \frac{1}{\text{к.с.в.н.}}$, в зависимости от сечения равна:

$$\delta_4 ReY = \pm \delta K = \pm \frac{1}{2} \left(ReY - \frac{1}{ReY} \right) (1 - T^2) = \pm 0,015$$

При $ReY = 2$ получаем $T^2 = 0,098$.

5. Неидеальность отсчетной шкалы приводит к погрешности отсчета l_1 и l_2 , входящих в формулу (1) для определения ReY . Дифференцируя (1) по l_1 и l_2 и считая $\Delta l_1 = \Delta l_2$, получаем (при $ImY = 0$, т. е. $l_1 = l_2$):

$$\Delta ReY = \pm \frac{\delta \Delta l}{\sin^2 \beta l}$$

Выражая $\sin^2 \beta l$ через $\text{ctg} \beta l$ и учитывая, что при $ImY = 0$, получим:

$$\delta_5 ReY = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta l \left(ReY - \frac{1}{ReY} \right)$$

При аттестации на длине волны 8 см, $\Delta l = 0,02$ мм (использовался индикатор часового типа), $ReY = 2$ имеем:

$$\delta_5 ReY = 0,004$$

При аттестации на длинах волн более 20 см $\Delta l = 0,05$ мм (используется линейка с нониусом):

$$\delta_5 ReY = 0,005$$

Суммарная погрешность аттестации, обусловленная рассмотренными источниками погрешностей:

$$\delta ReY = \sqrt{\sum \delta_i^2 ReY} = 2,4\%$$

Кроме того, имеются случайные погрешности из-за нестабильности уровня генератора, неточности установки показаний индикаторов 9, 13 (рис. 1) на одно и то же деление и т. д. Для уменьшения погрешности из-за нестабильности генератора точки x_1 и x_2 отсчитывались по шкале короткозамыкателя при условии, что показания α_1 и α_2 индикаторов 9 и 13 до удвоения мощности и после удвоения мощности совпадают. Утроенная среднеквадратичная случайная погрешность аттестации определялась при многократной аттестации одной и той же нагрузки:

$$3\sigma = \pm 0,8\%$$

В целом погрешность аттестации оценивается величиной:

$$\delta ReY \pm 3\sigma = 2,4\% \pm 0,8\%$$

Погрешность коаксиальных измерительных линий диапазона 500—3750 Мгц типов ЛИ-3, ЛИ-4, ИКЛ2-112 оценивается величиной 7—9%. Это позволяет применять нагрузки, аттестованные на описанной установке, для проверки коаксиальных измерительных линий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Елькин А. И. Бесчелювые измерительные линии. Измерительная техника, № 9, 1960 г.
2. Методические указания № 160 по проверке полноволновых измерительных линий. Комитет стандартов, мер и измерительных приборов при Совете Министров Союза ССР.
3. Измерения на сверхвысоких частотах пер. с англ. под ред. Штейншлейгера, М., Сов. радио, 1952.

Статья поступила в марте 1960 г.

Петросян Г. Г.
ВНИИФТРИ

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ПОТЕРЬ В ПРЕЦИЗИОННЫХ СОГЛАСУЮЩИХ ТРАНСФОРМАТОРАХ

Описана разработанная во ВНИИФТРИ для сантиметрового диапазона волн серия прецизионных согласующих трансформаторов, имеющих высокую разрешающую способность и минимальные потери. Предложена методика измерения потерь, вносимых трансформатором в согласуемый тракт.

При выполнении точных измерений в диапазоне с.в.ч. возникает необходимость применения трансформаторов полных сопротивлений, имеющих высокую относительно разрешающую способность и обладающих минимальными потерями.

Измерения показали, что широко распространенные типы трансформаторов (шлейфовые, многостыревые, с диэлектрическими шайбами и др.) не удовлетворяют этим требованиям. Наиболее перспективным оказался тип «реактивный штырь». По этому типу была разработана и изготовлена серия трансформаторов на четырех стандартных сечениях волноводов — 23×10 , 35×15 , 48×24 и 72×34 .

Устройство трансформатора показано схематически на рис. 1.

Конструкция зондовой головки и механизма перемещения каретки позволяет уравнивать два коэффициента отражения в мостовой схеме с точностью до $\pm 0,001$.

Для уменьшения потерь, вносимых трансформатором в тракт, были приняты следующие меры.

1. Зонд трансформатора изолирован от зондовой головки 1 и представляет собой полистироловый держатель 2 с прямоугольной металлической коронкой на конце. Переход к зондовой головке осуществлен в виде предельного волновода 4 для исключения возможной утечки мощности.

2. Длина металлической коронки не превосходит $0,24a$, где a — ширина стенки волновода. При большей длине возникают резонансы в зонде. Форма и размеры коронки обеспечивают к.с.в.н. = 2,2 в диапазоне волновода.

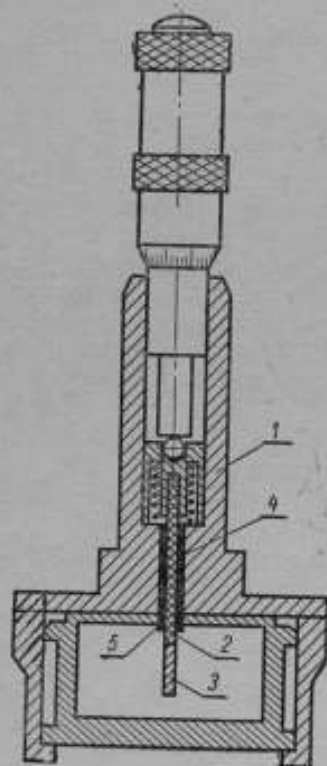


Рис. 1. Схема общего вида согласующего трансформатора

68

3. Металлическая коронка надежно изолирована от корпуса трансформатора полистироловыми щечками 5. Воздушная изоляция здесь недопустима, так как в этом случае не исключена возможность возникновения непостоянного контакта при скоплении металлической пыли вблизи зонда, что приводит к резкому увеличению потерь.

4. Трущиеся поверхности волновода и каретки тщательно обработаны для обеспечения хорошего контакта и для исключения возможности возникновения резонансных объемов в районе щели.

5. Фланцы трансформатора тщательно притерты для уменьшения потерь на излучение.

Были изготовлены и испытаны 120 экземпляров трансформаторов (по 30 шт. каждого типа), проверка которых дала результаты, приведенные в таблице.

Параметры	Тип прибора			
	ТСП-23×10	ТСП-35×15	ТСП-48×24	ТСП-72×34
1. Диапазон частот, МГц	11600—8300	8300—5500	5500—4000	4000—2500
2. к.с.в.н. max в диапазоне волновода	2,2—2,8	2,2—2,8	2,3—3,5	2,3—3,5
3. Разрешающая способность	±0,001	±0,001	±0,001	±0,001
4. Потери в зонде, n_1 , дБ	0,01	0,01	0,01	0,01
5. Потери в разъеме, n , дБ	0,05	0,04	0,03	0,02
6. Суммарные максимальные потери (n_1+2n) дБ	0,06±0,002	0,05±0,002	0,03±0,002	0,02±0,002

При исследовании трансформаторов особое внимание было уделено определению потерь, вносимых трансформатором в с.в.ч.-тракт. Потери определялись методом короткозамкнутой линии. Схема измерения показана на рис. 2.

Сигнал от с.в.ч.-генератора 1 подавался на измерительную линию 3 через развязывающий аттенюатор 2. На выход измерительной линии

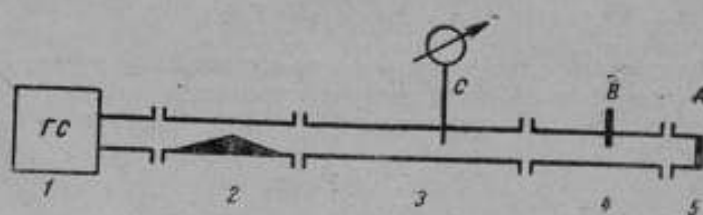


Рис. 2. Блок-схема измерения потерь методом короткого замыкания

подключался испытуемый согласующий трансформатор 4 с четверть-волновой заглушкой 5.

Измерялись значения к.с.в.н. при различных расстояниях между зондом трансформатора и плоскостью короткого замыкания. Так как величина к.с.в.н. в этих измерениях превышала 100 и в отдельных случаях доходила до 1000, то в качестве индикатора к измерительной линии использовался высокочувствительный измерительный супергетеродинный приемник типа ИОСГ-1 [1], позволяющий измерять большие ослабления с высокой точностью.

Известно, что малые потери в согласованном четырехполюснике

5 внутри

определяются через к.с.в.н. на его входных зажимах (при короткозамкнутых выходных зажимах) простой формулой*:

$$N_{дб} = \frac{8,68}{\text{к.с.в.н.}_{дб}}$$

Пользуясь этой формулой, можно определить потери в волновом трансформаторе (при выведенном зонде).

Эксперимент показывает, что потери в волноводе составляют:

для ТСП-23×10	$n = 0,04$ дб
» ТСП-35×15	$n = 0,03$ »
» ТСП-48×24	$n = 0,02$ »
» ТСП-72×34	$n = 0,01$ »

Эти потери носят постоянный характер и могут быть учтены.

При исследовании трансформаторов основное внимание было обращено на определение потерь, вносимых зондом трансформатора и раз-

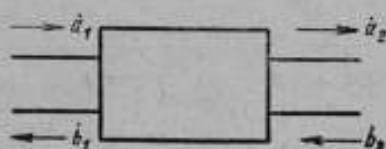


Рис. 3. Схема четырехполюсника

Рассмотрим четырехполюсник, образованный плоскостью A короткого замыкания и плоскостью B зонда (рис. 3), характеризуемый следующими параметрами:

$\tau_1 = |\tau_1| e^{j\varphi_1}$ — коэффициент передачи;

$\Gamma_1 = |\Gamma_1| e^{j\varphi_1}$ — коэффициент отражения;

$n_1 = \frac{P_{\text{погл}}}{P_{\text{отр}}}$ — коэффициент поглощения.

Эти параметры находятся в простом соотношении друг с другом:

$$n = 1 - |\tau|^2 - |\Gamma|^2.$$

Будем считать, что потери n_1 сосредоточены в зонде. Потери на отрезке AB , обусловленные в основном разъемом, отнесем к заглушке, т. е. будем считать, что коэффициент отражения заглушки $\Gamma_2 = |\Gamma_2| e^{j\varphi_2}$ имеет модуль:

$$|\Gamma_2| = 1 - n.$$

Здесь n — малая величина, характеризующая потери в разьеме.

Величины n и n_1 связаны с потерями, выраженными в децибелах $n_{(дб)}$, формулой:

$$n_{(дб)} \approx 4,34n. \quad (2)$$

Формула следует непосредственно из выражения (1).

Суммарный коэффициент отражения, измеренный в плоскости B зависит от углового расстояния φ между плоскостями A и B следующим образом:

$$\Gamma_B = \Gamma_1 + \frac{\tau_1^2 \Gamma_2 e^{-2j\varphi}}{1 - \Gamma_1 \Gamma_2 e^{-2j\varphi}},$$

* Формула справедлива для значений $N_{дб} < 0,5$ дб; погрешность, обусловленная неточностью формулы, составляет в этом случае не более 0,001 дб.

где Γ_B — периодическая функция, максимум и минимум модуля которой имеют вид:

$$|\Gamma_{\max}| = \frac{|\Gamma_1 + (1 - n_1)\Gamma_2|}{|1 + \Gamma_1\Gamma_2|}, \quad (4)$$

$$|\Gamma_{\min}| = \frac{|\Gamma_1 - (1 - n_1)\Gamma_2|}{|1 - \Gamma_1\Gamma_2|}.$$

Этому соответствуют коэффициенты стоячей волны K_{\max} и K_{\min} :

$$K_{\max} = \frac{(1 + |\Gamma_2|)(1 + |\Gamma_1| - n_1|\Gamma_2|)}{(1 - |\Gamma_1|)(1 - |\Gamma_2|) + n_1|\Gamma_2|},$$

$$K_{\min} = \frac{(1 + |\Gamma_2|)(1 - |\Gamma_1| - n_1|\Gamma_2|)}{(1 - |\Gamma_2|)(1 + |\Gamma_1|) - n_1|\Gamma_2|}. \quad (5)$$

Подставив в эту формулу выражение (2) и учитывая, что $n_1 \ll 1$ и $n \ll 1$, получим*:

$$K_{\max} \approx \frac{2K}{n + n_1} \frac{K + 1}{2}, \quad K_{\min} \approx \frac{2}{K + n_1} \frac{K + 1}{2}, \quad (6)$$

где $K = \frac{1 + \Gamma_1}{1 - \Gamma_1}$ к.с.в.н. зонда.

Удобнее строить график кривой не в координатах к.с.в.н. $K = K(\varphi)$, а в координатах потерь $N_{(дб)} = N(\varphi)$, где

$$N(\varphi) = \frac{8,68}{K(\varphi)}.$$

Введем обозначения:

$$\frac{8,68}{K_{\max}} = N_{\min}, \quad \frac{8,68}{K_{\min}} = N_{\max}.$$

Для максимума и минимума кривой потерь из уравнений можно написать:

$$N_{\min} = \frac{4,34}{K} \cdot n + \frac{2,17(K + 1)}{K} \cdot n_1, \quad (7)$$

$$N_{\max} = 4,34K n + 2,17(K + 1). \quad (8)$$

Решив систему уравнений относительно n и n_1 , получим:

$$n_1 = \frac{K^2 N_{\min} - N_{\max}}{2,17(K^2 - 1)}, \quad (9)$$

$$n = \frac{N_{\max} - N_{\min} K}{4,34(K - 1)}. \quad (10)$$

Величины N_{\max} и N_{\min} выражены в децибелах; для перевода в децибелы величин n и n_1 можно воспользоваться формулой (2а).

Соотношения (9) и (10) дают возможность определить в отдельности потери n_1 , вносимые зондом, и потери n , вносимые разъемом.

Из соотношений (7) и (8) видно, что кривая потерь $N(\varphi)$ представляет собой сумму кривых, одна из которых обусловлена потерями в разъеме, другая — потерями в штыре:

при $n=0$ кривая $N(\varphi)$ примет вид кривой I;

* к.с.в.н. \max и к.с.в.н. \min , вычисленные по приближенным формулам, отличаются от значений к.с.в.н., вычисленных по точным формулам, на 0,1%.

при $n_1=0$ кривая $N(\varphi)$ примет вид кривой II (рис. 4).

Из графиков рис. 4, построенных для частного случая к.с.в.н.=2, $n=0,02$ дб, $n_1=0,02$ дб, видно, что влияние качества разъема на ампли-

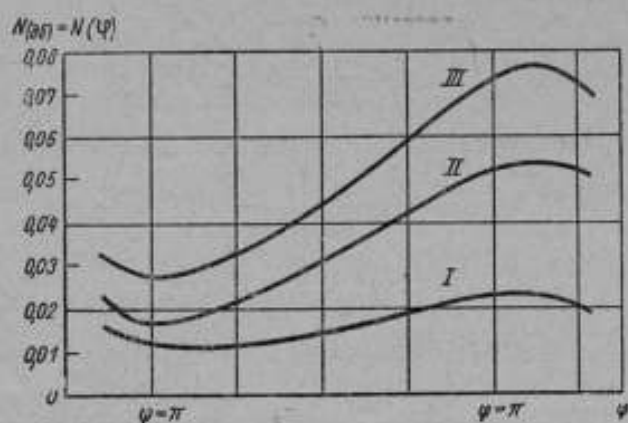


Рис. 4. Теоретические кривые потерь в трансформаторе для случая различных соотношений между потерями в разъеме и потерями в штыве

туду кривой потерь более сильное, чем влияние качества зонда. Поэтому для определения потерь в зонде необходимо иметь хороший контакт на фланцах между трансформатором и заглушкой, имеющий потери не более 0,01 дб. Для получения такого разъема необходимо иметь заглушку, строго соответствующую четверти волны для рабочей частоты

$$\frac{1 - 2,17(K^2 - 1)}{A}$$

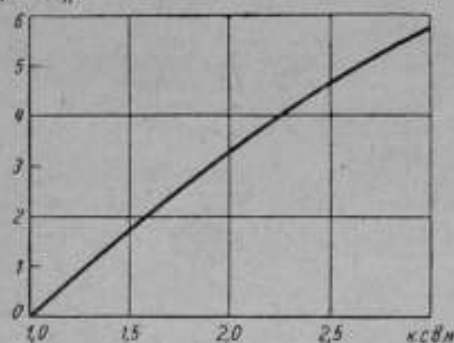


Рис. 5. График зависимости коэффициента пропорциональности A от к.с.в.н.

ка
ш
че
то
ав
гр
из
ра
пр
из
че
м

непосредственно перед измерениями тщательно притирать фланцы трансформатора и заглушки. Формула (10) дает возможность оценить потери на излучение через фланец при различном его положении в поле стоячей волны. Так, если N_{\max} и N_{\min} взяты из кривой потерь для случая четвертьволновой заглушки, то значение n получается минимальным (разъем не прерывает линии тока и излучает в незначительной степени). Если N_{\max} и N_{\min} взяты из кривой потерь для случая полуволновой заглушки, то значение n получается максимальным. Эксперимент показывает, что $n_{\max} \leq 2n$. В рабочем режиме разъем между трансформатором и согласуемым прибором стоит в поле стоячей волны и при благоприятной фазе может находиться в максимуме поля. В этом случае потери во фланце равны $2n$, а суммарные потери, вносимые в трансформатором, равны:

$$N = (2n + n_1) \text{ дб.}$$

Если не интересоваться потерями в разъеме и зонде в отдельности, то величину суммарных потерь можно с большой точностью определить по размаху кривой потерь ($N_{\max} - N_{\min}$).

Из уравнений (7) и (8) имеем:

$$(N_{\max} - N_{\min}) = \frac{2,17(K^2 - 1)}{K} (2n + n_1).$$

Отсюда суммарные потери $N = 2n + n_1$ выражаются через $(N_{\max} - N_{\min})$ формулой*

$$N = \frac{K}{2,17(K^2 - 1)} (N_{\max} - N_{\min}) = A(N_{\max} - N_{\min}). \quad (11)$$

Из формулы видно, что потери N прямо пропорциональны размаху кривой потерь. График зависимости коэффициента пропорциональности A от к.с.в.н. приведен на рис. 5.

Определив экспериментально размахи кривых потерь для ряда значений к.с.в.н. и воспользовавшись формулой (11), можно построить график зависимости переменной части суммарных потерь от величины к.с.в.н. трансформатора. Типичная кривая для трансформатора 23×10 имеет вид, показанный на рис. 6. Из графика видно, что эта зависимость носит почти линейный характер.

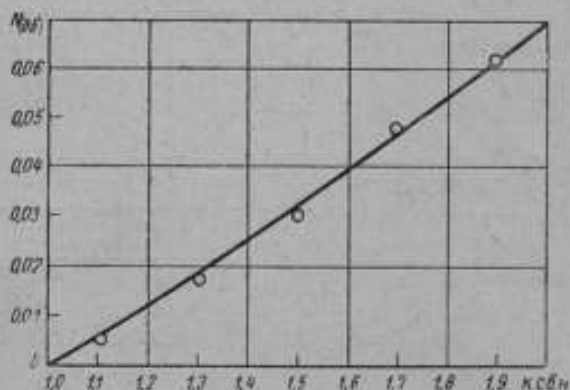


Рис. 6. График зависимости переменной части вносимых потерь от величины к.с.в.н. согласуемого устройства

При аттестации трансформаторы калибруются по к.с.в.н. График калибровки прилагается к каждому прибору. На рис. 7 приведены типичные градуировочные кривые для трансформаторов типа ТСП- 23×10 .

Используя кривые рис. 6 и 7, можно частично исключить систематическую погрешность, имеющую место при использовании трансформатора в прецизионных измерительных установках. Неисключенный остаток систематической погрешности обусловлен неопределенностью фазовых соотношений.

Рассмотрим для примера экспериментальную кривую потерь для трансформатора 23×10 (рис. 8). Кривая относится к плоскости C зонда измерительной линии. Формулы (9) и (10), по которым производится расчет потерь, относятся к плоскости B зонда трансформатора. Чтобы привести экспериментальную кривую к плоскости B необходимо вычесть из нее потери на участке линии BC . Потери n_{BC} оцениваются по к.с.в.н. четвертьволновой заглушки, включенной непосредственно на выход измерительной линии:

$$n_{BC} = \frac{8,68}{\text{к.с.в.н.}} = \frac{8,68}{434} = 0,02 \text{ дб.}$$

* Для перевода величины N в децибелы можно воспользоваться формулой (2а).

Из графика рис. 8 следует:

$$N_{\max} = 0,085 - 0,020 = 0,065 \text{ дб};$$

$$N_{\min} = 0,040 - 0,020 = 0,020 \text{ дб}.$$

Применяя формулы (9) и (10), по формуле (2а) найдем потери в зонде и потери в разъеме в отдельности:

$$n_1 = 0,01 \text{ дб};$$

$$2n = 0,05 \text{ дб}.$$

Используя формулу (11), из графика рис. 4 найдем суммарные потери:

$$N = n_1 + 2n = 0,06 \text{ дб}.$$

Так как размах кривой потерь ($N_{\max} - N_{\min}$) может быть определен с погрешностью, не превышающей $\pm 0,006 \text{ дб}$, и для к.с.в.н. равном $2 \frac{1}{A} = 3$, то суммарные потери N могут быть определены с погрешностью не более $\pm 0,002 \text{ дб}$.

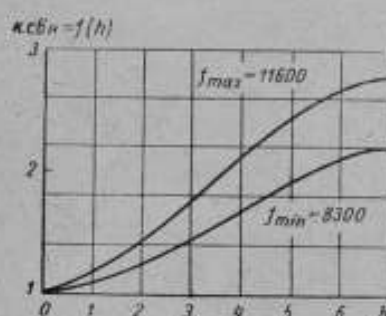


Рис. 7. График зависимости к.с.в.н. трансформатора от глубины погружения зонда для ТСП-23×10

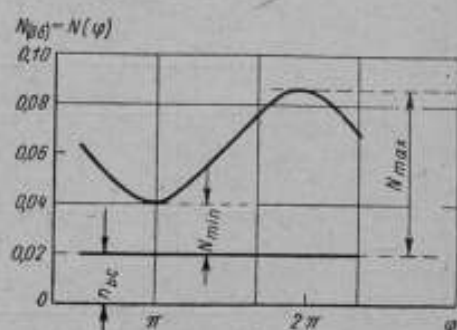


Рис. 8. Экспериментальная кривая потерь для ТСП-23×10

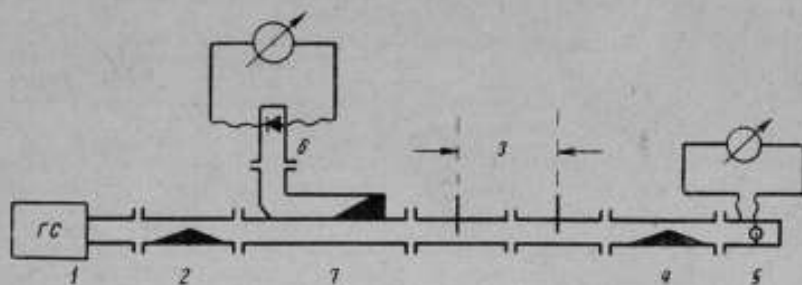


Рис. 9. Блок-схема измерения потерь методом двух трансформаторов

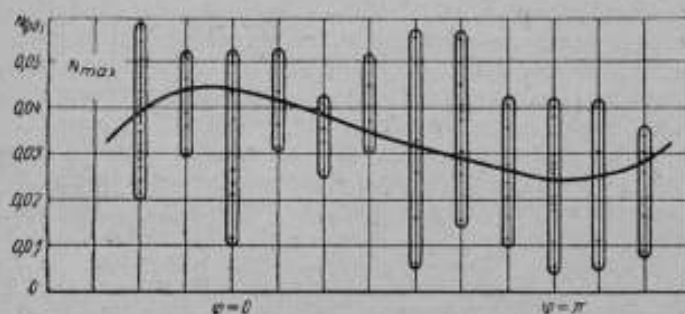


Рис. 10. Экспериментальная кривая потерь (метод двух трансформаторов)

Для обеспечения указанной точности необходимо строго соблюдать следующие условия эксперимента.

1. Соединение всех высокочастотных разъемов должно быть особенно тщательным, так как наличие заметного излучения на каком-либо участке тракта приводит к погрешности при измерении больших к.с.в.н. Надежность проверяется измерением к.с.в.н. четвертьволновой заглушки, который должен быть не менее 1000 для волновода 72×34 и не менее 500 для волновода 23×10 .

2. Между измерительной линией и генератором должна стоять развязка с ослаблением порядка 20 дБ для исключения реакции на генератор.

3. Связь зонда измерительной линии с трактом не должна превышать 10%, так как большая связь вносит систематическую погрешность, равную 0,001 дБ при измерении потерь $N = 0,050$ дБ.

Для проверки достоверности оценки потерь описанным выше методом был применен принципиально иной метод, более точно воспроизводящий рабочие условия использования трансформатора. Блок-схема установки приведена на рис. 9.

Сигнал от генератора 1 через развязку 2 с к.с.в.н. = 1,01* подается на фильтр 3, образованный зондами двух трансформаторов, введенными до к.с.в.н. = 2 каждый. С выхода фильтра сигнал через развязку 4 с к.с.в.н. = 1,01 поступает на вход измерителя мощности 5 (термисторный мост типа МТО-1 [2]). Фильтр настраивается в резонанс по минимуму отраженной мощности, характеризующейся током детектора 6 в боковом плече направленного ответвителя 7. При этом фиксируется значение мощности P_1 , падающей на термистор. Затем оба зонда выводятся так, что фильтр исключается из тракта. При этом также фиксируется значение мощности P_2 , падающей на термистор.

В этом случае потери, вносимые в тракт фильтром, составляют:

$$n_{(дб)} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}.$$

Так как при разных положениях фланца в стоячей волне резонатора потери на излучение имеют разную величину, то снимается кривая потерь $n = n(\varphi)$, где φ — угловое расстояние между первым штырем и фланцем. Типичная кривая для трансформатора 23×10 показана на рис. 10 (кривая снята для к.с.в.н. = 2), где N_{max} есть суммарные потери, вносимые трансформатором в тракт при неблагоприятных фазовых соотношениях.

Опыт показывает, что N_{max} совпадает с величиной $2n + n_1$, полученной методом короткого замыкания. Это подтверждает правильность проведенной выше оценки вносимых потерь. Так как для данной конструкции потери, вносимые в тракт трансформатором, определяются, в основном, излучением через разъем, то величина N_{max} , полученная методом двух трансформаторов, представляет собой потери, вносимые одним трансформатором. Второй трансформатор в данном случае играет роль согласуемого прибора.

Как видно из рис. 10, метод двух трансформаторов обладает большой случайной погрешностью; кроме того, метод очень трудоемок. Поэтому он пригоден лишь для сравнения методов измерения, но не для контроля серийно выпускаемых приборов.

Следует отметить, что применение измерительной установки типа ИОСГ в качестве индикатора в методе короткого замыкания в при-

* Развязывающий аттенуатор предварительно согласуется с трактом с помощью трансформатора по минимуму отраженного сигнала.

ципе не обязательно. Можно применить любой другой прибор, позволяющий измерять к.с.в.н. = 1000 (60 дБ). В частности, можно пользоваться фотокомпенсационным микровольтметром типа Ф-116, измерять при этом к.с.в.н. методом удвоенного минимума.

Однако, измерительный приемник типа ИОСГ, обладающий высокой чувствительностью, дает возможность измерять к.с.в.н. = 60 дБ с точностью до $\pm 0,2$ дБ, что обеспечивает приведенную выше точность оценки вносимых потерь. Кроме этого, применение приемника такого типа облегчает проверку серийно выпускаемых приборов, так как обладает малой случайной погрешностью и не требует в связи с этим проведения большого количества измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Биргер Л. А. Погрешности измерения ослабления супергетеродинным методом. Труды институтов Комитета, вып. 44 (104).
2. Закс Л. М. Образцовый автоматический термисторный мост постоянного тока. Труды институтов Комитета, вып. 48 (108).

Статья поступила в июне 1961

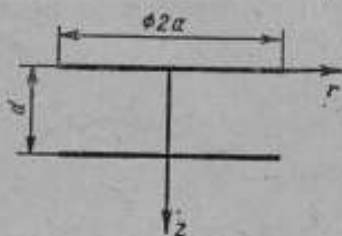
Грохольский А. Л. и Микитинский М. С.

НГИМИП

ЧАСТОТНАЯ ПОПРАВКА ЕМКОСТИ ДИСКОВОГО КОНДЕНСАТОРА

Исходя из формул для расчета поля в радиальной линии для случая простейшей волны типа E определяется емкость дискового конденсатора на высоких частотах и выводится формула частотной поправки этой емкости, справедливая для частот до 200 Мгц.

В НГИМИП применена методика аттестации мер емкости на высокой частоте, предусматривающая измерение емкости на низкой частоте с последующим введением частотной поправки, определенной расчетным путем [1]. В статье описывается способ определения частотной по-



К расчету емкости дискового конденсатора

правки емкости плоского конденсатора с круглыми электродами (так называемого «дискового»).

В случае гармонических колебаний система уравнений Максвелла для пространства между электродами (диэлектрик без потерь) имеет вид:

$$\begin{aligned} r_0 \operatorname{grad} \vec{H} &= j\omega \epsilon \vec{E}, \\ r_0 \operatorname{grad} \vec{E} &= -j\omega \mu \vec{H}, \end{aligned} \quad (1)$$

где ω — частота колебаний;

ϵ и μ — постоянные диэлектрического материала.

Как известно [2], в системе, подобной дисковому конденсатору, может существовать простейшая волна типа ТЕМ, если материал электродов близок к идеальному металлу. Тогда составляющие поля могут быть записаны (точка $r=0$ входит в рассматриваемую область):

$$\begin{aligned} H_\varphi &= I_1(kr), \\ E_z &= -j \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} I_0(kr), \end{aligned} \quad (2)$$

где I_0 и I_1 — цилиндрические функции 1-го рода, нулевого и первого порядка,

$$k = \omega \sqrt{\epsilon \mu}.$$

Напряжение и сила тока соответственно выражаются формулами:

$$V(r) = E_z(r) \cdot d = -j \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} I_0(kr) \cdot d,$$

$$I(r) = 2\pi r H_\varphi(r) = 2\pi r I_1(kr).$$

Подключение конденсатора к измерительной цепи можно осуществлять так, чтобы возбуждение волны в пространстве между электродами могло произойти только у краев конденсатора. Рассматривая точку $r=a$ как вход системы, определим входную проводимость и эффективную емкость дискового конденсатора:

$$Y = \frac{I(r=a)}{V(r=a)} = j\omega C,$$

где Y — входная проводимость;
 C — эффективная емкость при частоте ω ;
 $I(r=a)$ и $V(r=a)$ — ток и напряжение на входе конденсатора.
 На основе (3) и (4) имеем:

$$C = \frac{2\pi \epsilon a}{k} \frac{I_1(ka)}{I_0(ka)}.$$

Из таблицы следует, что можно ограничиться первыми членами разложений в ряд цилиндрических функций. После такого упрощения получим:

$$C = C_0 \frac{1 - \frac{1}{8} k^2 a^2}{1 - \frac{1}{4} k^2 a^2},$$

где $C_0 = \frac{\epsilon \pi a^2}{d}$ — емкость дискового конденсатора на низкой частоте*.

Вводя частную поправку емкости по формуле:

$$p = \frac{C - C_0}{C_0}$$

получим на основании (6):

$$p = \frac{1 - \frac{1}{8} k^2 a^2}{1 - \frac{1}{4} k^2 a^2} - 1.$$

Учитывая малость $k^2 a^2$ и пренебрегая малыми четвертого порядка относительно ka , получим в окончательном виде:

$$p = \frac{1}{8} k^2 a^2.$$

* Краевая емкость при расчете не учитывалась. Она учитывается измерением низкой частоте. Случай, когда вклад краевой емкости настолько велик, что необходимо учитывать ее изменение с частотой, требует специального рассмотрения.

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$;

$$p = \frac{1}{2} \pi^2 \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2, \quad (8)$$

где λ — длина волны, соответствующая частоте ω .

Допустимость этого упрощения следует из таблицы, составленной для случая реального дискового конденсатора, имеющего $a = 5,2$ см.

$f, \text{ МГц}$	$\frac{a}{\lambda}$	Различные формулы для p		
		(8)	(7)	*
50	0,0087	0,0035	0,0005	0,0005
100	0,0173	0,0015	0,0015	0,0015
150	0,0260	0,0035	0,0035	0,0035
200	0,0347	0,0059	0,0060	0,0060
600	0,1049	0,0533	0,0596	0,0574

Нетрудно видеть, что результаты упрощений до частоты 200 МГц удовлетворительны.

Эффективная емкость дискового конденсатора при частотах до 200 МГц может быть теперь рассчитана по формуле:

$$C = C_0 \left[1 + \frac{1}{2} \pi^2 \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \right]. \quad (9)$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Отчет НИМИП по теме 7/127 «Разработка методов и аппаратуры для поверочных мер емкости на частотах до 200 МГц», 1956.
2. Рэмо С. и Уинклер Д. Поля и волны в современной радиотехнике, с англ., М., изд-во иностранной литературы, 1950.

Статья поступила в марте 1960 г.

* С учетом трех первых членов разложений в ряд цилиндрических функций.

Зальцман Е. Б., Пояркова В.

ОБ ОДНОЙ СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ РЕЗОНАНСНЫМ МЕТОДОМ С ПРИМЕНЕНИЕМ H_{01g} РЕЗОНАТОРА

Приводятся результаты теоретического и экспериментального исследования систематической погрешности измерения диэлектрической проницаемости, обусловленной зазором между образцом диэлектрика и стенками резонатора. На основе электродинамического расчета выведена формула этой систематической погрешности. Расчет подтвержден экспериментально.

Метод измерения диэлектрической проницаемости в диэлектрике с малыми потерями при помощи резонатора на волну H_{01g} широко применяется в измерительной практике ввиду особых свойств этой волны [1, 2, 3, 4]. В частности, этот метод используется в серийном приборе 36-И. При измерениях по этому методу в цилиндрический резонатор помещается плоскопараллельный цилиндрический образец диэлектрика

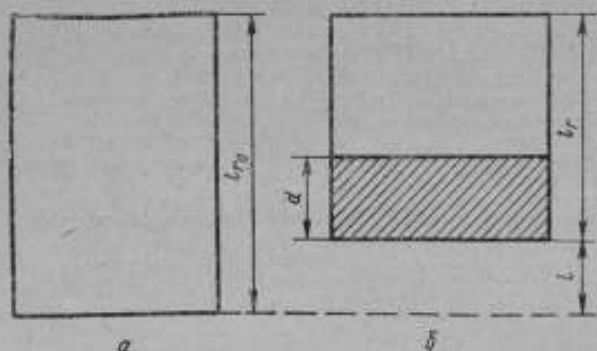


Рис. 1. Сечение резонатора без диэлектрика (а) и с диэлектриком (б)

полностью заполняющий поперечное сечение резонатора. Диэлектрическая проницаемость определяется по изменению резонансной частоты резонатора при внесении образца диэлектрика (рис. 1 а и б).

Исследование погрешностей этого метода, частично опубликованное [2], показывает, что основная доля погрешности измерения диэлектрической проницаемости диэлектрика обусловлена механическим несовершенством самого образца диэлектрика, а именно, неточностью изготовления образца диэлектрика по толщине. Эта погрешность оценивается достаточно просто и учитывается как неисключенный остаток систематической погрешности измерения ϵ .

Кроме того, имеет место систематическая погрешность, обусловленная зазором между образцом диэлектрика и стенками резонатора по периферии образца (рис. 2). Очевидно, что эта погрешность при

к получению заниженных значений ϵ . В литературе имеется замечание, что погрешность из-за зазора незначительна [5], однако, ее точные оценки, и следовательно, допуски на размеры образцов диэлектриков нигде не приводятся. Настоящая работа посвящена теоретическому и экспериментальному исследованию систематической погрешности из-за зазора между образцом и стенками резонатора по периферии образца.

Резонатор H_{01n} с аксиальным диэлектриком. Условие резонанса в резонаторе на волну H_{01n} с аксиально расположенным диэлектрическим образцом (рис. 3) было получено различными авторами [6, 7, 8]. Мы приводим его без вывода в форме, принятой в работе [9].

$$\frac{I_1(x)}{x I_0(x)} = \frac{I_1(my) Y_1(y) - I_1(y) Y_1(my)}{my [I_0(my) Y_1(y) - I_1(y) Y_0(my)]} \quad (1)$$

Здесь $m = b/a$ (b — радиус образца, a — радиус резонатора),

$$x = \sqrt{\epsilon_{r00}^2 - \beta_2^2} \cdot b;$$

$$y = \sqrt{\beta_2^2 - \beta_2^2} \cdot a;$$

$\beta_{00} = 2\pi/\lambda$ (λ — длина волны TEM на частоте измерения);

β_2 — постоянная распространения в осевом направлении;

$\beta_2 = \pi/L$, (L — резонансная длина резонатора с аксиальным диэлектриком (рис. 3), n — число полуволи в осевом направлении).

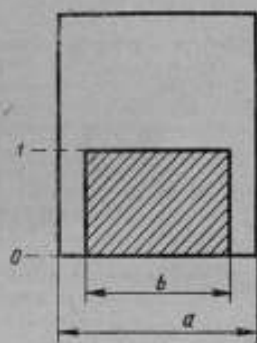


Рис. 2. Сечение резонатора с образцом диэлектрика при наличии зазора

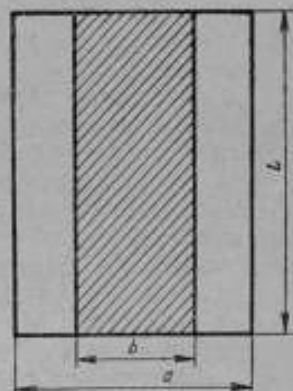


Рис. 3. Резонатор с аксиальным диэлектриком

I , Y — функции Бесселя 1-го и 2-го рода, соответственно. Следует, однако заметить, что уравнение (1) справедливо лишь при относительно малых радиусах образца (малых m). При увеличении радиуса образца диэлектрика β_2 увеличивается настолько, что разность $\beta_{00}^2 - \beta_2^2$ становится отрицательной, а y — мнимой величиной*. В этом случае уравнение (1) непригодно.

Для получения уравнения в форме, применимой для последнего случая, необходимо записать выражения для составляющих поля волны H_{01} в воздушной части резонатора (рис. 3) в виде линейной комбинации так называемых видоизмененных функций Бесселя (от мнимого аргумента) I и K . Выражения для полей в диэлектрической части резонатора

* Физически это означает, что длина волны в направлении оси резонатора становится меньше, чем длина волны в свободном пространстве.

сохраняют прежний вид. Приравнявая тангенциальные составляющие на границе раздела воздух—диэлектрик, получим условие резонанса в следующей форме:

$$\frac{I_1(x)}{x I_0(x)} = \frac{I_1(my) K_1(y) - I_1(y) K_1(my)}{my [I_0(my) K_1(y) + I_1(y) K_0(my)]}$$

$$\text{Здесь } y = \sqrt{\beta_2^2 - \beta_{00}^2}.$$

Нетрудно показать, что при переходе к пределу снизу и сверху $y \rightarrow 0$ уравнения (1) и (2) сводятся к одному и тому же уравнению

$$\frac{I_1(x)}{x I_0(x)} = \frac{m^2 - 1}{2m^2}.$$

Этим самым доказывается непрерывность условия резонанса при переходе через нулевое значение y .

Вывод расчетной формулы. В резонансном методе с применением H_{01n} резонатора, как указывалось выше, используется неполное заполнение резонатора диэлектриком в осевом направлении (рис. 1). В этом случае условие резонанса определяется известным уравнением:

$$\frac{\text{tg } \beta_0 d}{\beta} = - \frac{\text{tg } \beta_0 (l_r - d)}{\beta_0}$$

Здесь $\beta_0 = 2\pi/\lambda_n$ (λ_n — длина волны в части резонатора, заполненной воздухом);

l_r — резонансная длина резонатора;

$\beta = 2\pi/\lambda_d$ (λ_d — длина волны в части резонатора, заполненной диэлектриком);

d — толщина образца диэлектрика.

Если образец диэлектрика имеет радиус меньший, чем у резонатора, то при пренебрежении влиянием высших типов волн уравнение (4) хранит свою силу. Но при этом под величиной β в уравнении (4) следует понимать величину β_2 в уравнениях (2) и (1). Другими словами, условие резонанса при наличии зазора между образцом диэлектрика и стенками резонатора определяется одновременно двумя уравнениями (4) и (1) при большом зазоре или (4) и (2) при малом зазоре.

Следует напомнить, что β_2 есть постоянная распространения волны H_{01} в направлении оси резонатора в части резонатора, заключенной между плоскостями θ — I (рис. 2), причем как в воздушном промежутке этой части, так и в диэлектрике, постоянная распространения одна и та же.

Задачу можно сформулировать следующим образом: определить разность между значением постоянной β распространения, которое было бы измерено при сплошном заполнении сечения резонатора диэлектриком, и тем значением β_2 , которое было бы измерено при наличии зазора по периферии образца. Погрешность, вносимая при этом в деление ϵ , может быть легко рассчитана дифференцированием формулы для расчета ϵ :

$$\epsilon = \frac{k^2 + \beta^2}{\beta_{00}^2}$$

Здесь $k = \xi_{01}/a$, где ξ_{01} — корень функции Бесселя $J_1(x)$; β_{00} имеет тот же смысл, что и в (1).

Для определения $\Delta\beta = \beta_2 - \beta$ запишем уравнение (2) в виде неявной функции:

$$\Phi[x(\beta); y(m, \beta); m] = 0,$$

полагая при этом, что частота измерения неизменна, т. е. что $\beta_{00} = \text{const}$.

Здесь

$$x = \sqrt{\varepsilon_0^2 \beta_2^2 - \beta_2^2} \cdot m a,$$

$$y = \sqrt{\beta_2^2 - \beta_0^2} \cdot a$$

Дифференцируя (6) как неявную функцию, можно получить:

$$\frac{d\beta_2}{dm} \Big|_{m=1} = 0; \quad \frac{d^2\beta_2}{dm^2} \Big|_{m=1} = 0; \quad \frac{d^3\beta_2}{dm^3} \Big|_{m=1} = 2 \frac{\varepsilon_0^2}{\beta_2} (\varepsilon - 1) \beta_0^2.$$

Раскладывая функцию $\beta_2 = \beta_2(m)$ в степенной ряд в окрестности $m = 1$ (т. е. при $b = a$), найдем:

$$\beta_2 = \beta + \frac{1}{6} \frac{d^3\beta_2}{dm^3} (\Delta m)^3$$

$$\Delta\beta = \frac{1}{3} \frac{\varepsilon_0^2}{\beta_2} (\varepsilon - 1) \beta_0^2 \left(\frac{b-a}{a} \right)^3.$$

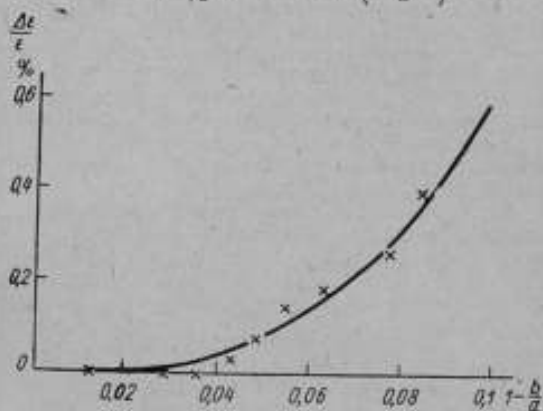


Рис. 4. Погрешность $\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}$ как функция ширины зазора

Используя выражение (5), получим искомую формулу погрешности:

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} = -\frac{2}{3} \frac{\varepsilon_0^2}{\varepsilon} (\varepsilon - 1) \left(1 - \frac{b}{a} \right)^3. \quad (7)$$

Эта же формула была получена (с целью проверки) методом возмущений*.

Экспериментальная проверка. Экспериментальная проверка расчетной формулы (7) производилась на образцовой установке для измерения параметров диэлектриков, описанной в [2]. Производилось измерение в серии образцов из полистирола ($\varepsilon = 2,538$) одной и той же толщины ($d = 2,65$ мм), но разных диаметров. Результаты измерения в виде относительной ошибки $\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}$ как функции от относительного зазора $1 - \frac{b}{a}$ нанесены на график (рис. 4). Из графика видно, что экспериментальные результаты соответствуют рассчитанной по формуле (7) кривой.

Полученный результат показывает, что допуск на диаметр образцов диэлектриков не является очень жестким. Это объясняется тем, что

* В работе (E. S. Holston, J. of Scientific Instruments, v. 38, № 7, 1961), посвященной этому же вопросу указывается, что оценка погрешности из-за наличия зазора производится методом возмущений, однако расчетная формула этой погрешности отсутствует.

электрическое поле волны по периферии образца практически равно нулю. При измерениях на других типах волн (например, на волне H_{10}), когда электрическое поле по периферии образца велико, погрешность из-за зазора по периферии, очевидно, значительно выше.

ЛИТЕРАТУРА

1. Horner F., Taylor T. A., Dunsmuir R., Lamb J. и Jackson R. Резонансные методы диэлектрических измерений на сантиметровых волнах, *IRE Trans. AP-14*, 1946, 93, часть III, стр. 53.
2. Бурдун Г. Д., Зальцман Е. Б., Пояркова В. Е. Установка для измерения диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь в диапазоне волн Сб. «100 лет со дня рождения А. С. Попова», М., изд-во ЦСНТИ, 1960.
3. Аветиков В. Г. и др. Исследование диэлектрических потерь и проницаемости некоторых видов керамики в области сверхвысоких частот, *Физика твердого тела*, т. II, вып. 10, 1960.
4. Сканини Г. И., Липаева Г. А. Диэлектрическая проницаемость и потери некоторых твердых диэлектриков при длине волны 3 см и их зависимость от температуры и частот ЖЭТФ, т. 30, вып. 5, 1956.
5. Saito S., Kurokawa K. Точный резонансный метод измерения диэлектрических свойств малопотерных твердых диэлектриков в сантиметровом диапазоне, *IRE Trans. AP-14*, т. 44, № 1, 1956.
6. Pincherle L. Электромагнитные волны в металлических трубах, заполненных двумя диэлектриками *Phys. Rev.*, 1944, т. 66, стр. 118.
7. Teasdale R. D., Higgins T. J. Электромагнитные волны в круглых волноводах, содержащих две коаксиальные среды, *Proc. Nat. Electr. Conf.* т. 5, 427.
8. Ткач В. К., Степин Л. Д., Казанский В. Б. Резонансный метод измерения диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь жидких диэлектриков, *Радиоэлектроника*, т. V, 1960.
9. Sinha J. K., Brown J. Новый резонаторный метод для измерения проницаемости диэлектриков *Proc. I.E.E.*, т. 107B, 522-530, 1960.

Статья поступила в июле 1960 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Предисловие	3
-------------	---

Измерения мощности

Лопань В. Р. Электродинамический измеритель тока и проходящей мощности в метровом и дециметровом диапазонах волн	5
Закс Л. М. и Петров В. М. Новый метод температурной компенсации термисторных измерителей с.в.ч. мощности	13
Беликов Е. Н. Гальванометрические стабилизаторы постоянного напряжения и тока для термисторных измерителей с.в.ч. мощности	21

Измерения напряжений

Федоров А. М. и Рабинович Б. Е. Экспериментальное определение частотных погрешностей диодных вольтметров в диапазоне частот до 1000 Мгц	26
Левин М. М. Погрешности компенсационного метода измерения импульсного напряжения	33
Левин М. М. Погрешности компенсационных импульсных вольтметров со статической автоматической компенсацией	43
Левин М. М. Приближенный метод обращения модифицированной функции Бесселя $I_p(x)$	47

Измерения помех

Переверзев Л. А. Применение коротких радиоимпульсов для проверки импульсной характеристики измерителей помех	51
--	----

Измерения параметров трактов

Елькинд А. И. и Тихомандрицкая В. А. Установка для аттестации образцовых коаксиальных нагрузок	61
Петросян Г. Г. Методика измерения потерь в прецизионных согласующих трансформаторах	68
Грохольский А. Л. и Микитинский М. С. Частотная поправка емкости дискового конденсатора	77

Измерения параметров диэлектриков

Зальцман Е. Б., Пояркова В. Е. Об одной систематической погрешности измерения диэлектрической проницаемости резонансным методом с применением H_{011} резонатора	80
--	----

Редактор М. Н. Кузнецова

Технич. редактор А. Г. Каширин

Корректор Г. М. Огурцова

Т-09779 Сдано в набор 29/III 1962 г. Подписано к печати 17/IX 1962 г.
 Формат 70×108¹/₁₆ Печ. л. 5,25 Услови. печ. л. 7,19 Тираж 3000 Цена 50 коп.

Издательство Московского университета

Москва, Ленинские горы, Административный корпус

Типография Изд-ва МГУ, Москва, Ленинские горы. Заказ № 69

Цена 50 коп.

