

ЕДИНСТВЕННЫЙ ЭКЗ. 311/35

КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР
ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ
И РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

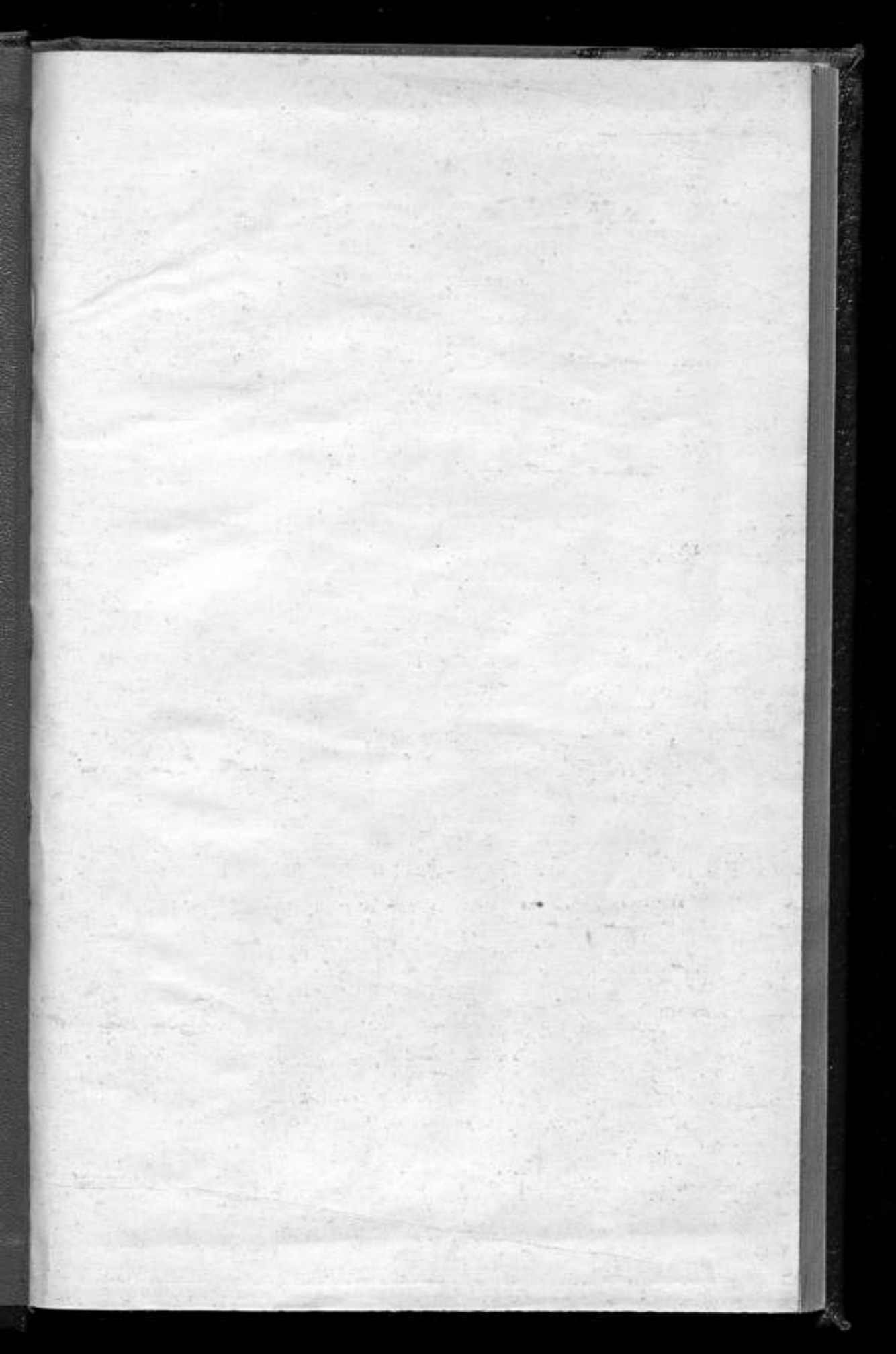
ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ КОМИТЕТА

ВЫПУСК 70 (130)

СТАНДАРТГИЗ
МОСКВА — 1963





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 70 (130)

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ
МОСКВА — 1963

не 12994a

Ответственный редактор выпуска
Л. Н. Брянский

Редакционная коллегия:

Л. Н. Брянский, Г. Д. Бурдун, А. Л. Дуклер, В. И. Ермаков, Н. Ф. Жданова,
М. К. Жоховский, Л. М. Засе, В. А. Крючков, М. П. Орлова, Л. М. Пятигорский,
И. Г. Русаков, В. И. Сачков, А. Г. Смагин, В. Д. Фрумкин

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемый вниманию читателей сборник трудов институтов Комитета содержит статьи, излагающие некоторые результаты исследований в области радиотехнических измерений, законченных в 1961 г. во Всесоюзном научно-исследовательском институте физико-технических и радиотехнических измерений и во Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии имени Д. И. Менделеева.

Сборник открывается двумя работами, посвященными измерению напряжения на звуковых и высоких частотах.

В статье А. М. Федорова изложены вопросы, связанные с дальнейшим расширением частотного диапазона диодных вольтметров. Достигнутый диапазон может считаться рекордным для данного класса приборов.

В статье Н. А. Степанюка описывается высокочувствительный и малозумяющий узкополосный измерительный усилитель, значительно превосходящий по своим параметрам известные конструкции усилителей.

Раздел «Измерение мощности» представлен работой В. Р. Лопая, которая является продолжением статьи, помещенной в предыдущем выпуске сборника [65 (125)] и содержит расчет погрешности электродинамического измерителя проходящей мощности.

Измерению затухания посвящены две статьи. В работе Л. Н. Брянского приводятся результаты исследования разработанных в 1958—1960 гг. образцовых (прецизионных) аттенюаторов поляризационного типа. В статье Ф. Н. Петросяна описывается простой метод значительного расширения динамического диапазона супергетеродинных измерителей затухания (ослабления).

В последнее время все большее внимание уделяется вопросу измерения фазы на с.в.ч. В данном сборнике впервые выделены в отдельный раздел статьи, излагающие методы измерения фазы и методы расчета и исследования фазометров и фазовращателей. Этот раздел содержит четыре статьи. В двух статьях И. К. Позднякова излагаются методы определения погрешностей фазометров, применимые для весьма широкого круга приборов.

Статья Ф. Н. Петросяна содержит теоретический расчет непрерывного волноводного фазовращателя, а работа Ф. Н. Петросяна и В. А. Гольбы — описание методики наладки и исследования такого фазовращателя.

Сборник заканчивается разделом «Измерение напряженности поля

и параметров антенн». Статья В. С. Бузинова продолжает цикл работ, в которых описываются образцовые установки для поверки измерителей напряженности поля. В статье М. М. Левина и И. П. Краснописцевой описана новая образцовая установка для измерения эффективной площади рупорных антенн.

Редактирование материалов сборника выполнено сотрудниками ВНИИФТРИ Л. Н. Брянским; М. М. Левиным и Л. А. Переверзевым.

ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ

А. М. Федоров
в. н. и. м.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ДИОДНЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ ПРИ ЧАСТОТАХ ДО 3000 Мгц

Описан метод измерения частотной погрешности диодных вольтметров на частотах до 3000 Мгц, основанный на том, что, если известна мощность на выходе измерительной линии и к. с. в. н. в линии, то напряжение в любой точке линии может быть вычислено с достаточной точностью. Произведена оценка погрешности метода.

1. ВВЕДЕНИЕ

В литературе имеются сообщения о разработке в СССР и за рубежом диодных вольтметров, имеющих верхний предел по частоте 2000—2500 Мгц. При высоких частотах показания этих вольтметров не соответствуют действительным напряжениям на их входе за счет высокочастотных погрешностей. В связи с этим в диапазоне с.в.ч. указанные вольтметры нуждаются в градуировке при их рабочих частотах.

В [1—3] упоминается о возможности градуировки вольтметров при высоких частотах с помощью измерителей мощности. Этот метод не обеспечивает необходимой точности (3—5%) даже в том случае, если сам измеритель мощности будет достаточно точным, вследствие наличия отражений, имеющих место в измерителе мощности и передающей линии.

В Национальном бюро стандартов США [4] был применен разработанный Винземером [5] метод градуировки ламповых вольтметров с помощью измерительной линии и измерителя мощности, учитывающий распределение напряжения в передающей линии вследствие отражений. В методе Винземера измеряемое напряжение вычисляется по формуле:

$$U_x = k \cdot \sqrt{Z_0 \cdot r \cdot P}, \quad (1)$$

где U_x — действующее значение измеряемого напряжения;

$k = \frac{U_{\min}}{U}$ — отношение максимального напряжения в линии к напряжению на входе вольтметра, определяемое экспериментально;

Z_0 — волновое сопротивление линии;

r — коэффициент стоячей волны напряжения (к. с. в. н.);

P — мощность, поглощаемая измерителем мощности.

Из формулы (1) следует, что погрешность градуировки вольтметра определяется погрешностью определения коэффициента k , погрешностью определения волнового сопротивления линии Z_0 , погрешностью определения коэффициента стоячей волны напряжения r и погрешностью измерения мощности P . Если вторая и четвертая частные погреш-

ности при выбранном типе аппаратуры неустранимы, то первая и третья погрешности, как будет показано дальше, при разработке соответствующего метода градуировки могут быть уменьшены или даже полностью исключены.

В методе Винземера коэффициент k определяется экспериментально с помощью измерительной линии по довольно сложной методике, и погрешность его определения не может быть меньше 2—3%. Погрешность определения коэффициента стоячей волны напряжения также может достигать 5—10%. Кроме того, при рассматриваемом методе градуировки вольтметров необходимо учитывать потери мощности в пробнике лампового вольтметра и вносить соответствующие поправки, что еще больше снижает точность градуировки.

2. МЕТОД ГРАДУИРОВКИ ЛАМПОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ ПРИ ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ И ПРИМЕНЯЕМАЯ АППАРАТУРА

Предлагаемый способ градуировки вольтметров в значительной мере лишен указанных недостатков и его методика измерений более проста. Способ основан на измерении напряжения в определенных точках измерительной линии известного волнового сопротивления с двумя параллельными пластинами в качестве внешнего проводника.

Действительное значение измеряемого напряжения рассчитывается на основании проходящей через линию мощности. При этом точки, в которых проводится измерение, определяются расчетом на основании картины распределения стоячих волн в передающей линии.

Рассмотрим теорию и методику градуировки вольтметров предлагаемым способом.

Известно, что мощность, проходящая через измерительную линию без потерь и поглощаемая нагрузкой, определяется выражением:

$$P = \frac{U_{\max} \cdot U_{\min}}{Z_0}, \quad (2)$$

где P — мощность, *вт*;

U_{\max} — максимальное значение напряжения стоячей волны в линии, *в*;

U_{\min} — минимальное значение напряжения стоячей волны в линии, *в*;

Z_0 — волновое сопротивление линии, *ом*.

В формуле (2) произведение $U_{\max} \cdot U_{\min}$ можно заменить равным ему членом U_x^2 , т. е.

$$U_{\max} \cdot U_{\min} = U_x^2. \quad (3)$$

Тогда формула (2) примет вид

$$P = \frac{U_x^2}{Z_0}. \quad (4)$$

Из формулы (4) следует

$$U_x = \sqrt{P \cdot Z_0}. \quad (5)$$

Следовательно, в передающей линии всегда имеются такие точки, напряжение в которых может быть определено по формуле (5) на основании известного значения волнового сопротивления и измеренного значения проходящей через линию мощности. Из формулы (3) следует, что ординаты указанных точек в передающей линии зависят от карти-

ны распределения стоячих волн напряжения в линии. Эти ординаты можно найти аналитически. Известно, что

$$U_{\max} = U_n(1 + \Gamma) \quad (6)$$

$$U_{\min} = U_n(1 - \Gamma), \quad (7)$$

где U_n — напряжение падающей волны в передающей линии;
 Γ — модуль коэффициента отражения.

Подставив (6) и (7) в (3), получим необходимое в дальнейшем соотношение:

$$U_x = U_n \cdot \sqrt{1 - \Gamma^2}. \quad (8)$$

Известно [2], что напряжение вдоль передающей линии изменяется по закону

$$U = U_n \cdot \sqrt{(1 + \Gamma)^2 \cdot \cos^2 \alpha + (1 - \Gamma)^2 \cdot \sin^2 \alpha}, \quad (9)$$

где $\alpha = \beta x - \frac{\psi}{2}$ — фаза напряжения в линии;

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ — фазовая постоянная, характеризующая пространственную периодичность напряжения, распространяющегося вдоль линии;

x — расстояние от нагрузки, находящейся в конце линии, до данной точки;

ψ — изменение фазы напряжения при отражении.

Для той точки линии, в которой $U = U_x$ можно приравнять правые части выражений (8) и (9),

$$U_n \sqrt{1 - \Gamma^2} = U_n \sqrt{(1 + \Gamma)^2 \cdot \cos^2 \alpha + (1 - \Gamma)^2 \sin^2 \alpha}. \quad (10)$$

При решении (10) относительно α получается

$$\alpha = \arccos \sqrt{\frac{1 - \Gamma}{2}}. \quad (11)$$

Уравнение (11) определяет те точки в измерительной линии, в которых напряжение соответствует (5).

Из формулы (9) следует, что фаза напряжения в линии α зависит от изменения фазы напряжения при отражении ψ ; поэтому при пользовании формулой (11) необходимо учитывать изменение фазы напряжения при отражении.

Точки линии, в которых справедливо соотношение (5), удобно находить относительно легко определяемых на линии точек U_{\min} , для которых

$$\alpha_{\min} = \frac{\pi}{2} (2n - 1), \quad (12)$$

где n — любое целое число.

Формула (12) получена путем подстановки (7) в (9) и решения полученного уравнения относительно α . Расстояние от точки линии, соответствующей U_{\min} , до точки, в которой справедливо соотношение (5), определяется по формуле:

$$\Delta x = \lambda \frac{\alpha - \alpha_{\min}}{2\pi} = \lambda \frac{\alpha - \alpha_{\min}}{360^\circ}. \quad (13)$$

Так как расстояние от точки минимума до точки, в которой прово-

дится измерение, удобнее вычислять в длинах волн, вводится величина $\frac{\Delta x}{\lambda}$.

В табл. 1 представлены результаты расчета $\frac{\Delta x}{\lambda}$ в зависимости от модуля коэффициента отражения Γ или связанного с ним к.с.в.н. r .

Таблица 1

Γ	r	α	$\alpha_{\min}^* - \alpha$	$\frac{\Delta x}{\lambda}$
0	1,00	45°00'	45°00'	0,1250
0,025	1,05	45°43'	44°17'	0,1230
0,05	1,11	46°26'	43°34'	0,1210
0,10	1,22	47°54'	42°06'	0,1170
0,15	1,35	49°22'	40°38'	0,1130
0,20	1,50	50°46'	39°14'	0,1090
0,25	1,67	52°14'	37°46'	0,1049
0,30	1,86	56°48'	33°12'	0,1008
0,50	3,00	60°00'	30°00'	0,0833
0,70	5,67	67°15'	22°45'	0,0632
0,90	19	77°05'	12°55'	0,0359
1,00	∞	90°00'	0°	0

* α_{\min} соответствует 90°.

На рис. 1 и 2 изображены зависимости относительного смещения $\frac{\Delta x}{\lambda}$ от коэффициента отражения и коэффициента стоячей волны напряжения (для уменьшения размера графиков кривые разбиты на два участка a и b , для каждого участка даны свои координаты).

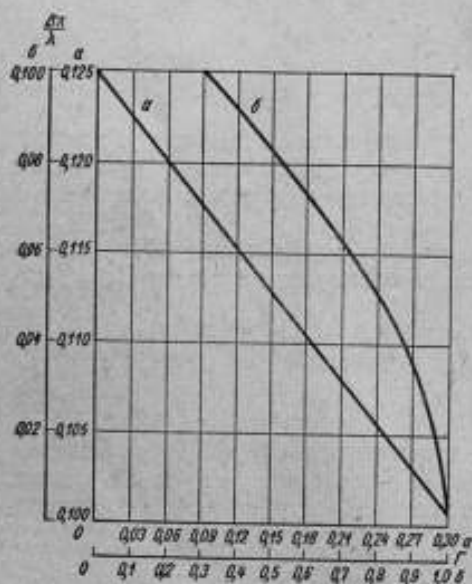


Рис. 1. Зависимость $\frac{\Delta x}{\lambda} = F(\Gamma)$

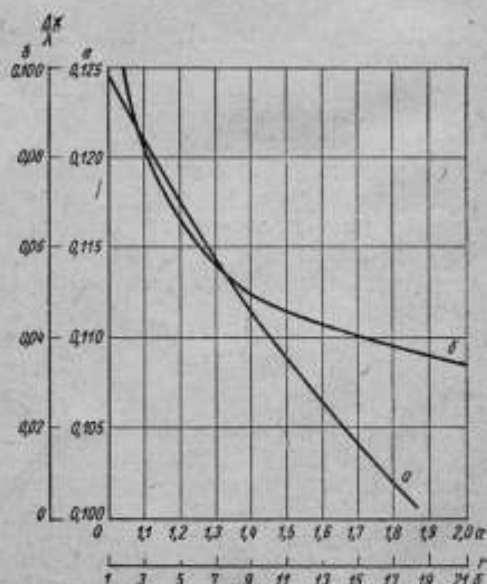


Рис. 2. Зависимость $\frac{\Delta x}{\lambda} = F(r)$

Как и следовало ожидать из физических представлений при $\Gamma \rightarrow 0$, напряжение, соответствующее выражению (5), будет в точке, находящейся посредине между U_{\max} и U_{\min} , т. е. на расстоянии $\frac{\lambda}{8}$ от U_{\min} .

При увеличении Γ эта точка приближается к U_{\min} и в пределе совпадает с минимумом напряжения (при $\Gamma \rightarrow 1$).

Изложенная теория позволила разработать методику градуировки ламповых вольтметров при высоких частотах.

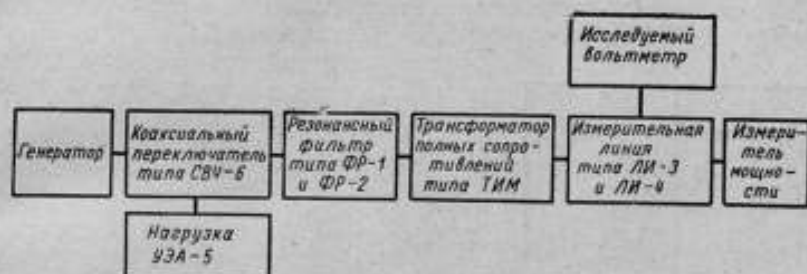


Рис. 3. Блок-схема установки для определения частотной погрешности диодных вольтметров

Блок-схема установки для градуировки вольтметров при частотах до 3000 Мгц представлена на рис. 3; общий вид установки — на рис. 4.

Методика градуировки ламповых вольтметров сводится к следующему:

а) мощность от генератора через коаксиальный переключатель, резонансный фильтр, трансформатор полных сопротивлений и измерительную линию подается на вход измерителя мощности. Пробник поверяемого вольтметра вставляется в специальное устройство, подводящее его высокопотенциальный штырь к центральному проводнику линии;

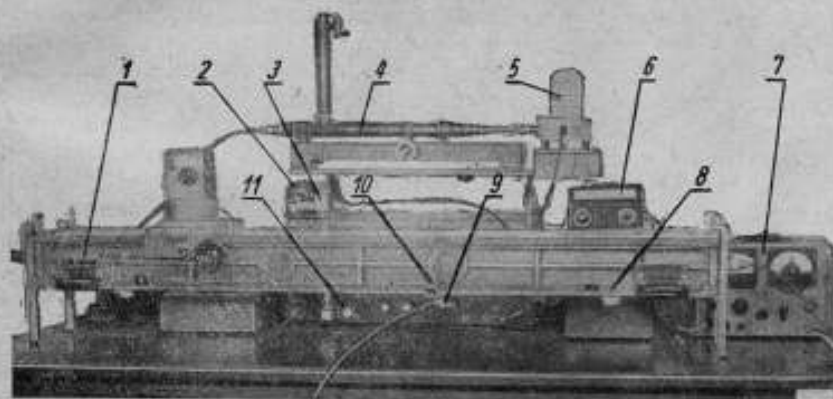


Рис. 4. Общий вид установки для определения частотной погрешности диодных вольтметров:

1 — измерительная линия ЛИ-3; 2 — нагрузочное сопротивление типа УЗА-5; 3 — коаксиальный переключатель типа СВЧ-6; 4 — трансформатор полных сопротивлений типа ТИМ; 5 — фильтр типа ФР-2; 6 — индикаторный прибор измерительной линии; 7 — измеритель мощности типа ИММ-6; 8 — отсчетная шкала; 9 — измерительная головка вольтметра; 10 — устройство для подключения измерительной головки вольтметра измерительной линии; 11 — генератор типа ГСС-12

б) измеряется к.с.в.и (или коэффициент отражения Γ) измерителя мощности и отмечаются положения двух смежных минимумов. Это удобно сделать с помощью самого поверяемого вольтметра, передвигая

каретку специального устройства, в которое вставлен пробник вольтметра, вдоль линии;

в) по графику рис. 1 или 2 в соответствии с найденным значением коэффициента стоячей волны напряжения или коэффициента отражения определяется расстояние Δx , на которое необходимо сместить пробник вольтметра от положения минимума напряжения;

г) мощность от генератора регулируется таким образом, чтобы установить необходимое показание по поверяемому вольтметру. При этом с помощью измерителя мощности измеряется проходящая через линию мощность и рассчитывается действительное значение напряжения на входе вольтметра по формуле (5) и его частотная погрешность по формуле (14):

$$\theta_{\text{оч}} = \frac{U_0 - U_x}{U_x} \cdot 100, \quad (14)$$

где $\theta_{\text{оч}}$ — частотная погрешность вольтметра, %;

U_0 — показание поверяемого вольтметра;

$U_x = U_x$ — действительное значение измеряемого напряжения, рассчитанное по формуле (5).

В установке для градуировки ламповых вольтметров используется, в основном, серийная аппаратура (рис. 3 и 4). В установке применены генераторы ГСС-12, ГСС-15Б и ГСС-27. Могут быть использованы и другие генераторы соответствующего диапазона частот.

Пробник (измерительная головка) испытываемого вольтметра должен вставляться в линию так, чтобы его высокопотенциальный штырь касался центрального проводника измерительной линии.

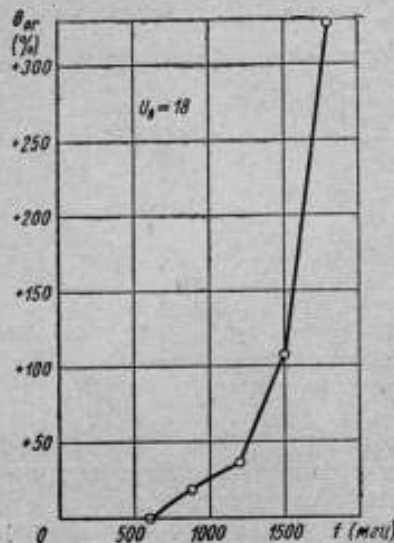


Рис. 5. Частотная зависимость показаний компенсационного вольтметра с диодом 6Д13Д

Это удобно сделать в линиях типа ЛИ-3 и ЛИ-4, имеющих наружные проводники в виде параллельных пластин, между которыми имеется щель шириной 25 мм. Следовательно, на указанных линиях можно производить градуировку ламповых вольтметров при высоких частотах с пробниками, имеющими диаметр не более 25 мм. Такие размеры пробника могут быть созданы для диодов типа 2Д1С, 6Д8Д и 6Д13Д.

На рис. 5 в качестве примера приведены результаты градуировки компенсационного лампового вольтметра с диодом типа 6Д13Д. Общий вид измерительной головки указанного вольтметра представлен на рис. 6.

Из рис. 5 следует, что резонансная частота исследуемого вольтметра составляет около 2000 МГц. Следовательно, указанная в паспорте диодов 6Д13Д резонансная частота (около 5000 МГц) практически не может быть реализована в диодных вольтметрах.

В связи с этим представляется целесообразным переработать конструкцию диода 6Д13Д с целью уменьшения его электрической длины.

3. АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ МЕТОДА

Из формулы (5) следует, что напряжение на входе вольтметра рассчитывается по значениям P и Z_0 , определяемым независимо.

Найдем погрешность определения напряжения, представив его как косвенное измерение.

Представим формулу (5) в следующем виде:

$$\sqrt{P \cdot Z_0} - U_x = F_1(P_1 \cdot Z_{01} \cdot U_x) = 0. \quad (15)$$

Из полного дифференциала функции F_1 после преобразований находим:

$$\frac{dU_x}{U_x} = \frac{1}{2} \left(\frac{dP}{P} + \frac{dZ_0}{Z_0} \right). \quad (16)$$

Систематические погрешности измерения мощности исключаются путем введения поправок. Тогда, полагая, что при определении значений P и Z_0 имеют место только случайные погрешности или не исклю-

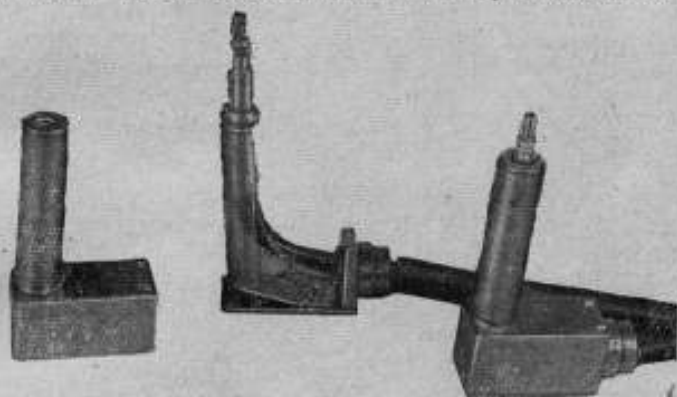


Рис. 6. Общий вид измерительной головки компенсационного вольтметра с диодом 6Д13Д

ченные остатки систематических погрешностей, суммарная погрешность определения напряжения U_x согласно закону сложения случайных погрешностей может быть определена по формуле:

$$\sigma_{0U} = \sqrt{\left(\frac{1}{2} \sigma_{0P}\right)^2 + \left(\frac{1}{2} \sigma_{0Z}\right)^2}, \quad (17)$$

где σ_{0i} — относительные среднеквадратичные погрешности. В качестве ваттметров могут быть применены образцовые калориметрический и болометрический измерители мощности дециметрового диапазона волн ВНИИМ, ИММ-6 и т. п.

Для первых двух приборов среднеквадратичная погрешность измерения мощности не превосходит $\sigma_{0P} = 0,25\%$. Среднеквадратичная погрешность прибора типа ИММ-6 может быть определена на основании его допустимой погрешности в предположении равномерного закона распределения погрешностей в поле допуска. Тогда

$$\sigma_{0P} = \frac{\Delta_{0P}}{\sqrt{3}} = \frac{10}{\sqrt{3}} = 5,8.$$

Отклонение значения волнового сопротивления в различных сечениях измерительных линий типа ЛИ-3 и ЛИ-4 от номинального определяется неточностью их геометрических размеров — ширины щели плоскостной линии и радиуса центрального проводника. По данным [6] это отклонение не превосходит $\Delta_{0Z} = 0,06\%$. Принимая равномерный закон распределения погрешностей в поле допуска, получим:

$$\sigma_{0Z} = \frac{\Delta_{0Z}}{\sqrt{3}} = 0,35\%.$$

Соотношение (5) справедливо только в определенных сечениях передающей линии, определяемых на основании измерения коэффици-

ента отражения и эюры стоячих волн. Следовательно, погрешность градуировки ламповых вольтметров будет иметь еще частотную составляющую за счет неточности установки измерительной головки (пробника) в передающей линии. Указанная погрешность состоит из погрешности определения положения расчетной точки α на линии за счет неточности измерения коэффициента отражения и погрешности установки измерительной головки в точку линии, находящуюся на расстоянии Δx от номинального значения напряжения $U_{\text{мина}}$.

Проанализируем каждую из них. Из уравнения (11) следует, что

$$\arccos \sqrt{\frac{1-\Gamma}{2}} - \alpha = F_2(\Gamma_1, \alpha) = 0. \quad (18)$$

Из полного дифференциала функции F_2 после преобразований находим:

$$d\alpha = \frac{1}{4} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{1-\Gamma^2}} \cdot d\Gamma, \quad (19)$$

На рис. 7 представлена зависимость погрешности определения значения α (выраженного в градусах) от неточности измерения коэффициента отражения Γ при его значениях 0,1 и 0,5.

Рассмотрим погрешность определения коэффициента отражения в случае применения измерительных линий типа ЛИ-3 и ЛИ-4.

Из описания линий следует, что неточность измерения к.с.в.н. складывается из следующих частных предельных погрешностей:

- а) погрешности вследствие неточности индикаторного прибора Δ_{01} ;
- б) погрешности вследствие неравномерности распределения поля в линии и неравномерности погружения зонда Δ_{02} ;
- в) погрешности вследствие шунтирующей проводимости зонда Δ_{03} ;

Рис. 7. Зависимость погрешности определения α от неточности измерения коэффициента отражения $\Gamma_1=0,1$; $\Gamma_2=0,5$

Первая составляющая при квадратичной характеристике применяемого в линии детектора и использовании индикаторного прибора класса 1,0 характеризуется значениями, приведенными в третьей строке табл. 2. В соответствии с рекомендациями [7] распределение погрешностей в поле допуска Δ_{01} следует предположить подчиняющимся закону распределения по треугольнику (закон Симпсона). Для этого закона справедливо соотношение $\sigma_{01}=0,407 \Delta_{01}$. Рассчитанные по этой формуле значения среднеквадратичной погрешности измерения к.с.в.н. за счет неточности индикаторного прибора приведены в четвертой строке табл. 2.

Вторая составляющая характеризуется предельной погрешностью $\Delta_{02}=4\%$ и для нее также логично предположить закон распределения по треугольнику, для которого $\sigma_{02}=0,407 \Delta_{02}=1,6\%$.

Третья составляющая равновероятна в интервале от 0 до Δ_{03} . Отклонение середины поля допуска от номинала равно $\frac{\Delta_{03}}{2}$ и может рассматриваться как постоянная погрешность Θ_{03} . Для такого несим-

метричного закона равной вероятности среднеквадратичная погрешность составляет $\sigma_{03} = \frac{\Delta_{03}}{2\sqrt{3}}$. В шестой и седьмой строках табл. 2 приведены результаты расчета значений постоянной и среднеквадратичной погрешностей за счет шунтирующей проводимости зонда.

Суммарная среднеквадратичная погрешность измерения к.с.в.н. с помощью линий ЛИ-3 и ЛИ-4 может быть рассчитана по формуле:

$$\sigma_{04} = \sqrt{\sigma_{01}^2 + \sigma_{02}^2 + \sigma_{03}^2} \quad (20)$$

Результаты расчета этой среднеквадратичной погрешности представлены в восьмой строке табл. 2.

Для перехода от погрешности определения коэффициента стоячей волны к погрешности коэффициента отражения воспользуемся соотношением:

$$d\Gamma = \frac{2r}{(r+1)^2} \cdot \frac{dr}{r} \quad (21)$$

которое может быть получено из известной формулы:

$$\Gamma = \frac{r-1}{r+1} \quad (22)$$

В девятой и десятой строках табл. 2 приведены рассчитанные в соответствии с формулой (21) среднеквадратичные и систематические значения погрешности определения коэффициента отражения.

На основании полученных значений погрешностей коэффициента отражения рассчитаем по формуле (19) неточность определения сечения измерительной линии, в котором должно соблюдаться соотношение (5). Результаты расчета этих значений θ_a и σ_a приведены в табл. 3.

Рассмотрим погрешности установки измерительной головки вольтметра в сечение линии, находящейся на расстоянии Δx от минимального значения напряжения U_{\min} . Опыт показал, что эта ошибка может характеризоваться допуском $\Delta_a^* = \frac{2\pi}{100} \text{ рад}$. Это значит, что при более короткой длине волны ($\lambda = 10 \text{ см}$) погрешность установки измерительной головки вольтметра в расчетную точку не превышает $\pm 1 \text{ мм}$, а при длине волны 30 см $\pm 3 \text{ мм}$.

Принимая равновероятный закон распределения погрешностей в поле допуска, получим:

$$\sigma_a^* = \frac{\Delta_a^*}{\sqrt{3}} = 0,0361 \text{ рад.}$$

Таблица 2

1	Γ	0,025	0,05	0,2	0,5
2	r	1,05	1,10	1,5	3
3	Δ_{01} (%)	1	1,1	1,6	5
4	σ_{01} (%)	0,4	0,45	0,65	2,0
5	Δ_{02} (%)	0,2	0,4	1,6	4,0

Продолжение

6	θ_{02} (%)	-0,1	-0,2	-0,8	-2,0
7	σ_{02} (%)	0,06	0,12	0,5	1,2
8	σ_{0r} (%)	1,9	1,9	2,0	3,0
9	σ_r	0,01	0,01	0,01	0,011
10	θ_r	< -0,001	< -0,001	-0,004	-0,007

Суммарная погрешность установки пробника вольтметра в измерительную линию за счет неточности определения коэффициента отражения и неточности установки относительно U_{\min} равна:

$$\sigma_a = \sqrt{(\sigma'_a)^2 + (\sigma''_a)^2}. \quad (23)$$

Результаты расчета приведены в табл. 3.

Таблица 3

Γ	0,025	0,05	0,2	0,5
θ_a (рад)	-0,00035	-0,00035	-0,0014	-0,0028
σ'_a (рад)	0,00354	0,00354	0,00361	0,00448
σ''_a (рад)	0,0361	0,0361	0,0361	0,0361
σ_a (рад)	0,0363	0,0363	0,0363	0,0363

Рассмотрим погрешность градуировки вольтметров за счет неточности установки его измерительной головки.

Из формулы (9) следует:

$$U_n \sqrt{(1 + \Gamma)^2 \cos^2 \alpha + (1 - \Gamma)^2 \sin^2 \alpha} - U_x = F_2(\alpha, U_x) = 0. \quad (24)$$

Из полного дифференциала функции F_2 после преобразований находим

$$\frac{dU_x}{U_x} = - \frac{4\Gamma \cos \alpha \sin \alpha}{(1 + \Gamma)^2 \cos^2 \alpha + (1 - \Gamma)^2 \sin^2 \alpha} \cdot d\alpha, \quad (25)$$

где $d\alpha$ в рад.

На рис. 8 представлена погрешность градуировки вольтметров в зависимости от коэффициента отражения при различных значениях неточности установки пробника в измерительной линии, в том числе и при $\sigma_a = 0,0363$ рад.

Заключительным этапом определения погрешностей установки для градуировки вольтметров является суммирование всех частных погрешностей в соответствии с формулой:

$$\delta = \Sigma \theta_i \pm \sigma_1 \sqrt{\Sigma \sigma_i^2}. \quad (26)$$

Для нашего случая эта формула (пренебрегая постоянной погрешностью за счет шунтирующей проводимости зонда ввиду ее малости) примет вид:

$$\delta_0 = \pm \alpha_1 \sqrt{\left(\frac{1}{2} \sigma_{0\rho}\right)^2 + \left(\frac{1}{2} \sigma_{0z}\right)^2 + \sigma_{0\alpha}^2} \quad (27)$$

На рис. 9 приведена зависимость наибольшей возможной погрешности градуировки вольтметров от коэффициента отражения при ча-

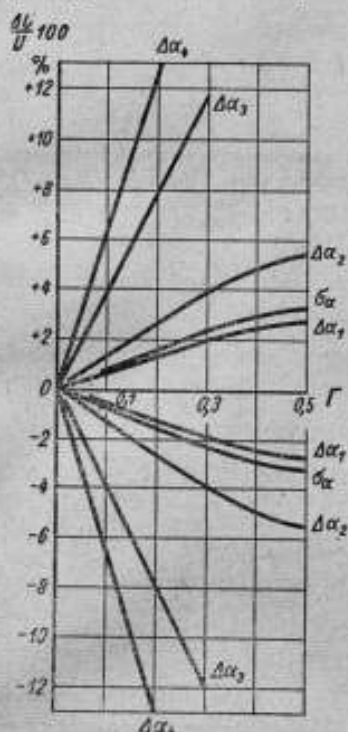


Рис. 8. Зависимость погрешности градуировки вольтметра от коэффициента отражения при различных значениях не точности установки пробника в измерительную линию:

$$\Delta\alpha_1 = 1,8^\circ = 0,0314 \text{ рад}$$

$$\Delta\alpha_2 = 3,6^\circ = 0,0628 \text{ рад}$$

$$\Delta\alpha_3 = 10,8^\circ = 0,188 \text{ рад}$$

$$\Delta\alpha_4 = 18^\circ = 0,314 \text{ рад}$$

$$\sigma_\alpha = 2,1^\circ = 0,0366 \text{ рад}$$

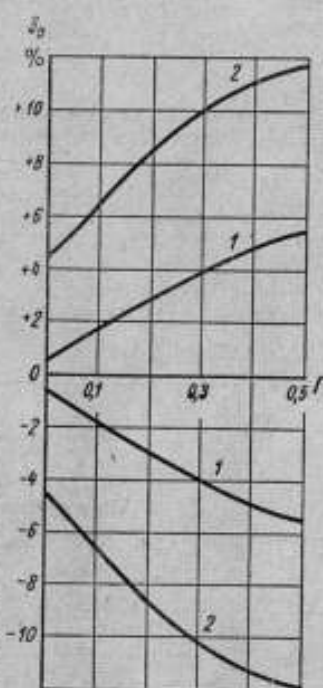


Рис. 9. Наибольшая возможная погрешность градуировки вольтметров при частотах до 3000 Мгц в зависимости от коэффициента отражения:

1 — при использовании болометрического и калориметрического измерителей мощности дециметрового диапазона волн ВНИИМ; 2 — при использовании прибора типа ИММ-6

стотах до 3000 Мгц и использовании измерительных линий типа ЛИ-3, ЛИ-4 и различных измерителей мощности (при условии исключения систематических погрешностей измерения мощности).

Видно, что в случае применения образцовых измерителей мощности дециметрового диапазона волн и при коэффициенте стоячей волны не более 1,5 наибольшая возможная погрешность градуировки вольтметров не превосходит $\pm 3\%$, а при использовании измерителя мощности типа ИММ-6 $\pm 9\%$.

В табл. 4 приведены частные составляющие общей погрешности и наибольшая возможная погрешность градуировки вольтметров с помощью описанной выше аппаратуры при доверительной вероятности 0,997

и с учетом рекомендаций работы [7] по выбору значений коэффициента α_2 .

Таблица 4

Γ	0,025	0,05	0,2	0,5
$0,5 \cdot \sigma_{0Z} (\%)$	0,18	0,18	0,18	0,18
$\sigma_{0a} (\%)$	0,18	0,4	1,5	3,2

А. При использовании болометрического и калориметрического измерителей мощности дециметрового диапазона волн ВНИИМ

$0,5 \cdot \sigma_{0P} (\%)$	0,13	0,13	0,13	0,13
$\sqrt{\Sigma \sigma_{0i}^2} (\%)$	0,29	0,46	1,5	3,2
α_2	3	2,52	1,73	1,73
$\xi_0 (\%)$	0,9	1,2	2,6	5,5

Б. При использовании прибора ИММ-6

$0,5 \cdot \sigma_{0P}^* (\%)$	2,9	2,9	2,9	2,9
$\sqrt{\Sigma \sigma_{0i}^*} (\%)$	2,9	2,9	3,3	4,3
α_2	1,73	1,73	2,52	2,75
$\xi_0 (\%)$	5	5	8,3	11,8

ЛИТЕРАТУРА

1. Валитов Р. А., Сретенский В. Н. Радиозмерения на сверхвысоких частотах, Воениздат, 1958, стр. 53.
2. Калинин В. И., Герштейн Г. М. Введение в радиофизику, ГИТТЛ, 1957, стр. 157.
3. Мегла Г. Техника дециметровых волн, Советское радио, 1958, стр. 372—373.
4. Selby M. C., Behrent L. F. A Bolometer Bridge for Standardizing Radio — Frequency Voltmeters, Journal of Research of the NBS, n. 1, v. 44, 1950.
5. Winzemer A. M. Method for obtaining the voltage standing — wave ratio on transmission lines independently of the detector characteristics, Thesis presented to the Polytechnic Institute of Brooklyn (May, 1948).
6. Стрижков Г. М. Повышение точности измерения коэффициентов отражения на измерительной линии в диапазоне частот 200—1000 Мгц. Труды ВНИИМ, вып. 40 (100), Стандартгиз, 1959 г.
7. Рабинович Б. Е. Методика суммирования частных погрешностей в области радиотехнических измерений. Труды ВНИИМ, вып. 57 (117), Стандартгиз, 1961 г.

Поступила 20 декабря 1961 г.

Н. А. Степанюк
ВНИИФТРИ

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Приводится описание принципиальной схемы и конструкции нового измерительного усилителя, разработанного во ВНИИФТРИ, чувствительность которого повышена на 20 дБ по сравнению с существующим прибором 28 ИМ.

Основное назначение усилителя — измерение ослаблений мощности с. в. ч. методом квадратичного детектора и методом замещения по высокой частоте и измерение к. с. в. н. Для этой цели усилитель снабжен калиброванным низкочастотным делителем напряжений.

Обоснование выбора схемы усилителя

Необходимость разработки высокочувствительного измерительного усилителя для использования в схемах измерения ослаблений методом замещения по высокой частоте и методом квадратичного детектора вызвана тем, что существующий усилитель типа 28 ИМ не удовлетворяет современным требованиям по точности измерений и по чувствительности.

В схеме измерения ослаблений методом замещения по высокой частоте измерительный усилитель является только высокочувствительным индикатором равенства сигналов.

При измерении ослаблений методом квадратичного детектора и при измерении к.с.в.н. на вход усилителя поступают сигналы разной величины, отношение которых необходимо измерить. Непосредственное измерение отношения напряжений требует линейной характеристики усилителя и выходного прибора, что практически трудно осуществимо [3].

Задача решается, если на входе усилителя включен градуированный аттенюатор низкой частоты, регулируя который можно компенсировать изменения с.в.ч. сигнала и тем самым добиваться равенства сигналов на входе усилителя.

В этом случае собственно усилитель также является только индикатором равенства сигналов и его амплитудная характеристика не играет роли. Отношение входных сигналов определяется по показаниям калиброванного аттенюатора.

Более серьезные требования предъявлялись к чувствительности усилителя. Она определялась диапазоном измеряемых ослаблений и пределами квадратичности характеристики детектора. Снижением уровня собственных шумов усилителя за счет сужения полосы пропускания удалось существенно повысить его чувствительность. Среднеквадратичное напряжение собственного шума усилителя, отнесенного к его входу, не превышает 0,02 мкв.

Наиболее эффективным методом сужения полосы пропускания является применение кварцевого фильтра в тракте усилителя [1].



Резонансная частота усилителя выбрана равной 10 кГц. Серийные кварцевые резонаторы на эту частоту имеют полосу пропускания 1—2 гц. Применять кварцевые фильтры на более высокую частоту невыгодно, так как полоса при этом будет возрастать, что приведет к увеличению шумов на выходе усилителя. При понижении резонансной частоты усилителя будет возрастать постоянная времени кварцевого фильтра, что затруднит работу с прибором.

В рассматриваемом приборе в качестве фильтра используется вакуумный кварцевый резонатор на частоту 10 кГц. Использование усилителя с кварцевым фильтром возможно только при модуляционном методе измерений, причем модулирующая частота также должна быть стабилизирована кварцем.

Поэтому в комплект усилителя входит специальный модулятор, предназначенный для модуляции с.в.ч. генераторов.

ПРИНЦИПАЛЬНАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ

Аттенюатор. Для измерения ослаблений методом квадратичного детектора и для измерения к.с.в.н. усилитель снабжен низкочастотным аттенюатором, который включен на входе усилителя.

Аттенюатор позволяет ослаблять входной сигнал до 10^4 раз, что соответствует 40 дБ при работе с квадратичным детектором и 80 дБ — при работе с линейным детектором. Учитывая это положение, оцифровка шкал аттенюатора произведена с учетом работы прибора при обоих режимах детектирования.

Аттенюатор выполнен в виде трех секций по следующей схеме: первая секция — ступенчатый аттенюатор, имеющий 7 ступеней по 10 дБ; вторая секция — 10 ступеней по 1 дБ; третья секция — плавный делитель напряжения в пределах 1 дБ с точностью отсчета порядка 0,04 дБ.

При выборе схемы аттенюатора было необходимо обеспечить постоянство входного сопротивления при любом ослаблении. Этому требованию удовлетворяет аттенюатор, собранный из симметричных П-образных или Т-образных мостиковых звеньев.

Для уменьшения реактивностей аттенюатора необходимо, чтобы величины сопротивлений аттенюатора имели небольшие величины [2]. Анализ выражений (1) — (5) показывает, что этому условию будет удовлетворять следующая схема аттенюатора: первая секция — 7×10 дБ на П-образных звеньях, вторая — 10×1 дБ на Т-образных звеньях.

Расчет элементов (R_A и R_B) П-образной симметричной схемы четырехполюсника (рис. 1) проводится по следующим формулам:

$$R_A = R_I \left(\frac{\alpha + 1}{\alpha - 1} \right) \quad (1)$$

$$R_B = R_I \left(\frac{\alpha^2 - 1}{2\alpha} \right), \quad \text{и} \quad (2)$$

где R_I — характеристическое сопротивление четырехполюсника, выбранное равным 2000 ом;

α — коэффициент ослабления напряжения одной ступенью ($\alpha = 3,162$ при ослаблении одной ступени в 10 дБ).

Расчет элементов R_1, R_2, R_3 Т-образной мостиковой схемы четырехполюсника (рис. 2) проводится по следующим формулам:

$$R'_1 = R'_2 = R_I, \quad (3)$$

$$R_3 = R_I (\alpha' - 1) \quad \text{и} \quad (4)$$

$$R_2 = \frac{R_I}{\alpha^i - 1}, \quad (5)$$

где $i=1; 2 \dots 6$.

П-образный четырехполюсник должен быть нагружен на конце сопротивлением, равным характеристическому. В такой схеме импеданс между любой точкой разветвления и общим проводом аттенюатора равен половине характеристического, т. е.

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{вых}} = \frac{R_I}{2}.$$

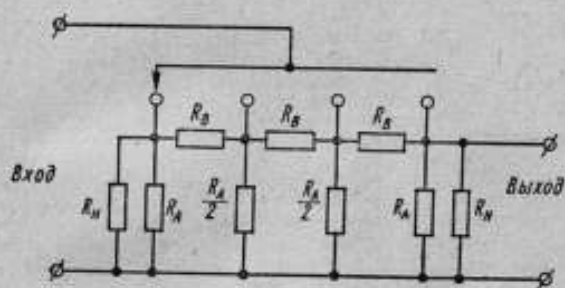


Рис. 1. Аттенюатор на П-образных звеньях

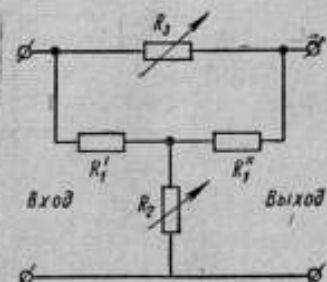


Рис. 2. Аттенюатор на Т-образных звеньях

Т-образный аттенюатор является нагрузкой П-образного делителя и должен иметь постоянное входное сопротивление, равное характеристическому сопротивлению первого делителя при любом ослаблении. Нагрузкой Т-образного аттенюатора является плавный делитель напряжения с максимальным ослаблением в 1 дБ. Полная электрическая схема аттенюатора приведена на общей принципиальной схеме усилителя (рис. 3).

Усилитель. Особенностью схемы усилителя является использование кварцевого фильтра для сужения полосы пропускания.

Усилительные каскады выполнены на пентодах типа 6Ж8, кроме первого каскада, который собран на лампе 6Ж4 в триодном режиме.

Все усилительные каскады, кроме второго, выполнены по схеме с активной нагрузкой в анодной цепи лампы. Второй каскад — резонансный усилитель, который служит для предварительного сужения полосы пропускания усилителя.

На выходе усилителя включен ламповый вольтметр. В схеме усилителя предусмотрена плавная регулировка усиления на глубину до 30 дБ.

Питание усилителя осуществляется от автономного источника. Стабилизация анодного и накального напряжения — электронная. Конструкция усилителя блочная, что облегчает его сборку и регулировку. Аттенюатор, усилитель и источник питания выполнены в виде самостоятельных узлов, которые закрепляются на каркасе и помещаются в общий кожух.

Усилитель смонтирован на отдельном шасси типа «линейка». Монтаж отдельных каскадов разделен экранами. Ламповые панели первых двух каскадов амортизированы, что устраняет влияние акустических и механических воздействий на усилитель. Смена ламп усилителя не влияет на его работу и специального подбора ламп не требуется. Напряжение питающей сети 220 в, частота 50 гц. Допускается применение феррорезонансного стабилизатора.

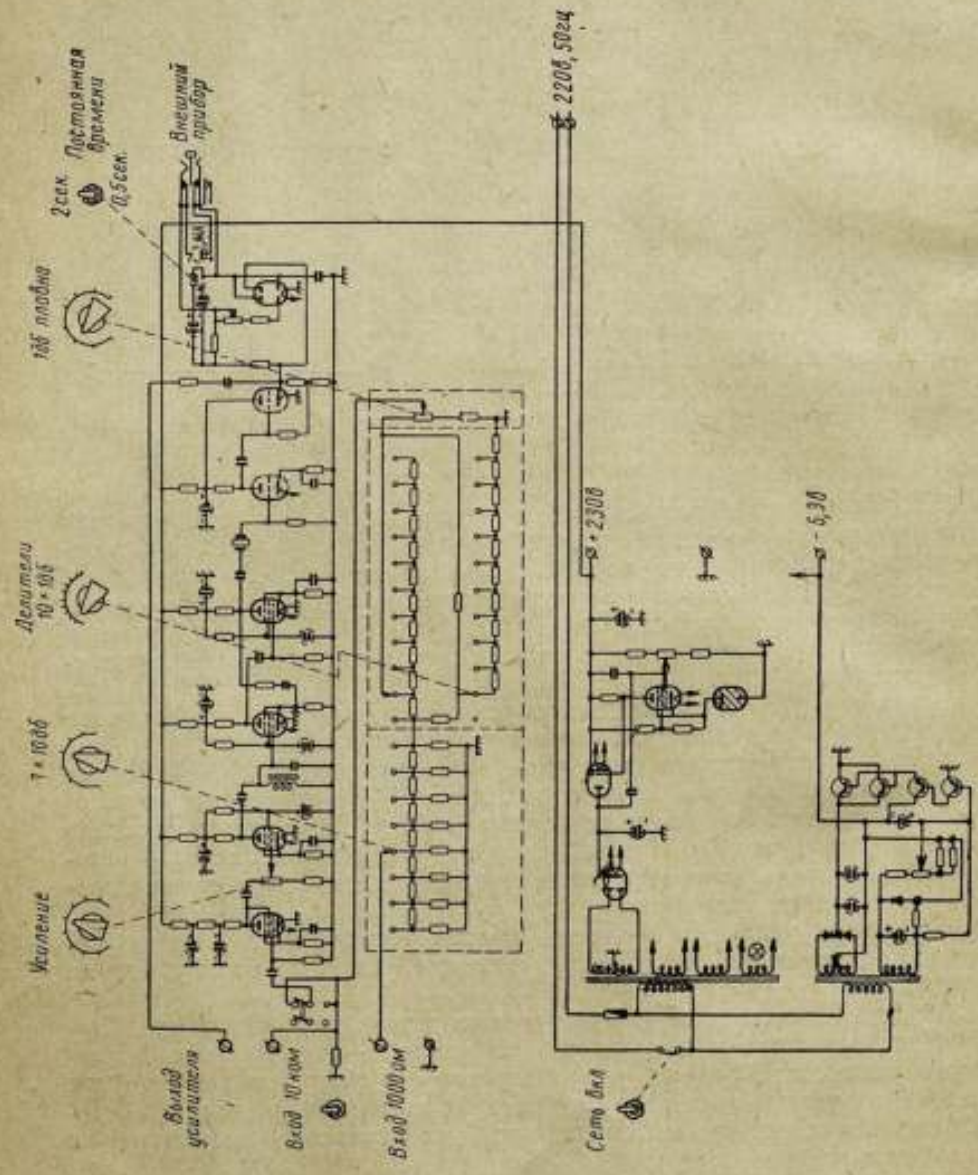


Рис. 3. Принципиальная схема усилителя

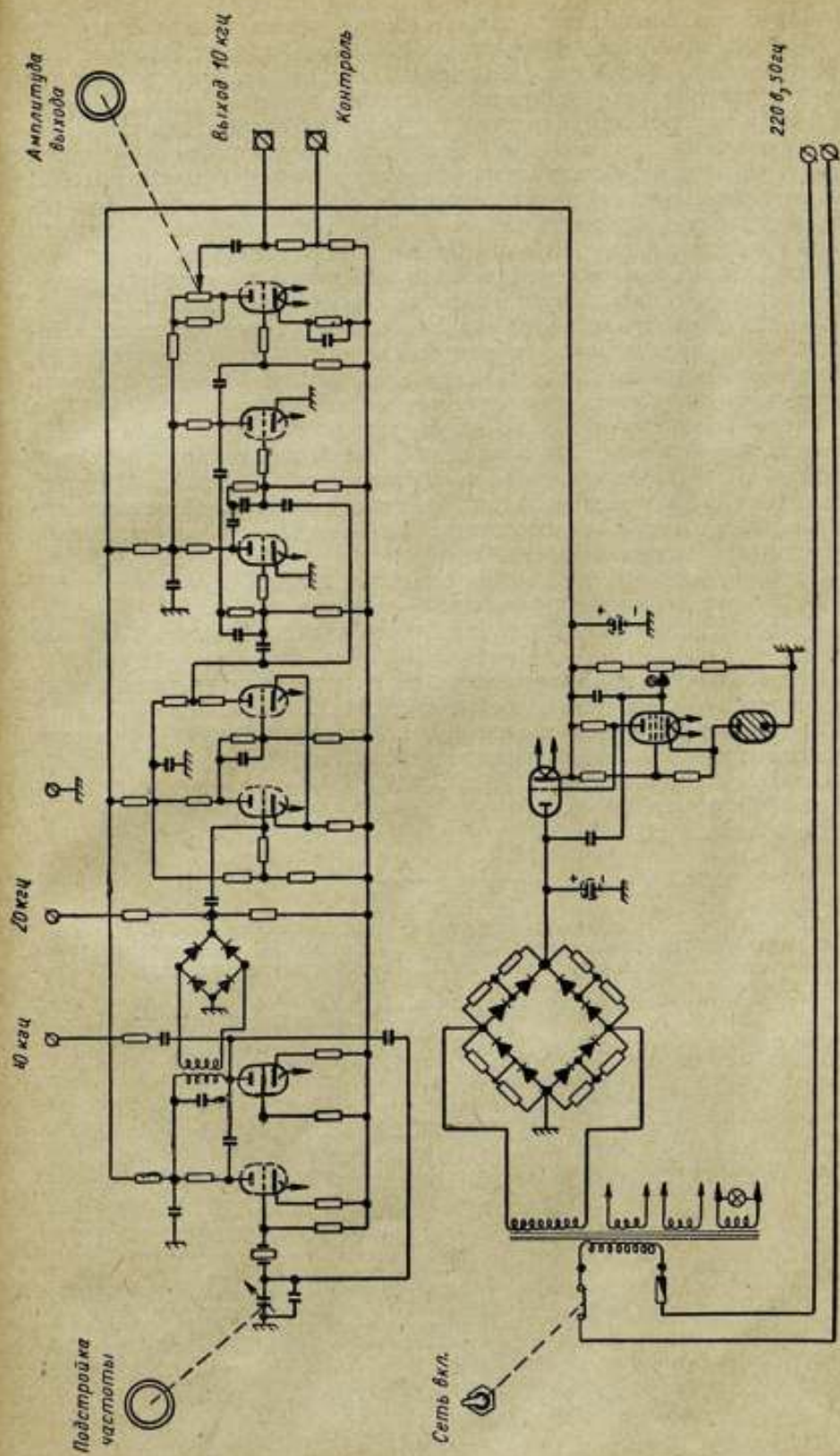
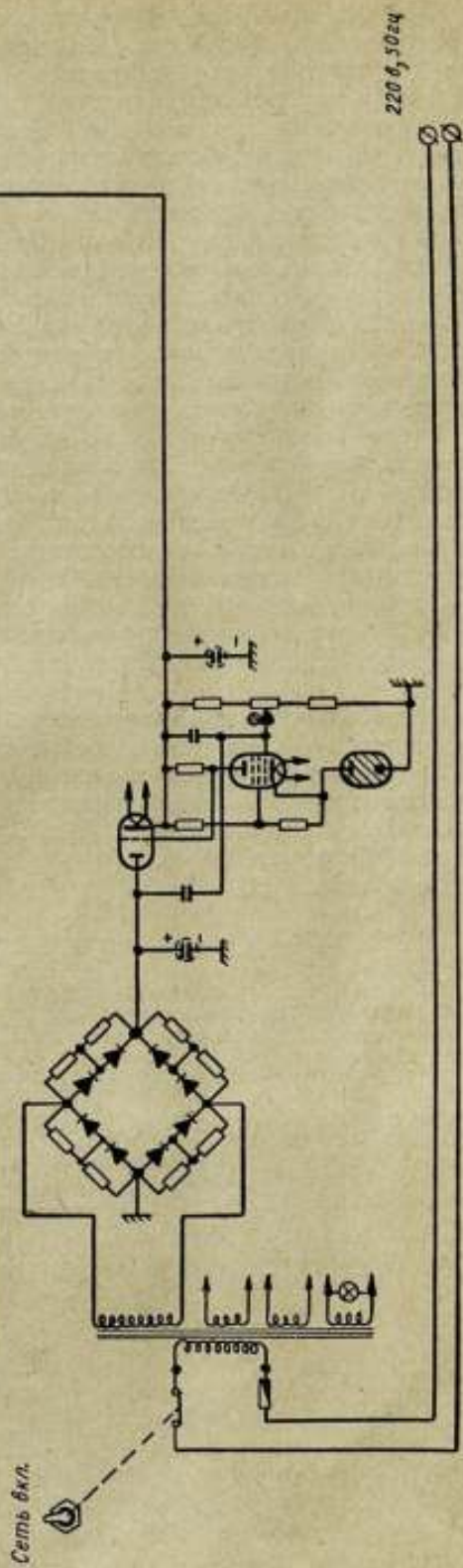


Рис. 4. Принципиальная схема модулятора



Модулятор. Модулятор (рис. 4) генерирует напряжение прямоугольной формы (меандр) с частотой 10 кГц, предназначенное для модуляции с.в.ч. генераторов. Задающий генератор модулятора собран по схеме автогенератора с кварцевой стабилизацией частоты. В схеме модулятора предусмотрена возможность подстройки частоты кварцевого генератора на ± 1 гц (для совмещения с резонансной частотой фильтра усилителя). Формирование выходного меандра осуществляется синхронизированным мультивибратором с самовозбуждением. Для получения одинаковой длительности обоих полупериодов выходного меандра синхронизация мультивибратора осуществляется удвоенной частотой. Удвоение частоты задающего генератора производится двухполупериодным выпрямителем на полупроводниковых диодах. Следующий каскад служит для получения синхронизирующих импульсов. Выходной каскад модулятора собран по схеме усилителя-ограничителя. Переменное сопротивление в анодной цепи выходной лампы обеспечивает регулировку амплитуды выходного меандра в пределах 20—100 в.

Кроме основного назначения, модулятор обеспечивает проверку исправности усилителя. Для этой цели в схеме модулятора предусмотрен делитель выходного сигнала в 10^4 раз. Через разъем на передней панели этот сигнал можно подать на вход усилителя. Питание анодных цепей модулятора осуществляется от электронного стабилизатора, собранного на общем шасси.

Основные технические характеристики прибора:

Коэффициент усиления усилителя — не менее $2 \cdot 10^6$.

Полоса пропускания усилителя, измеренная на уровне 0,7, равна 2 ± 1 гц.

Нестабильность коэффициента усиления усилителя за время одного измерения (1—3 мин) не превосходит $\pm 0,04$ дб.

Среднеквадратичное напряжение собственного шума усилителя, отнесенного к его входу, не превышает 0,02 мкв.

Точность измерения ослаблений:

до 30 дб ... $\pm 0,06$ дб,

до 40 дб ... $\pm 0,1$ дб.

ЛИТЕРАТУРА

1. Босый Н. Д. Электрические фильтры, Киев, Госэнергоиздат УССР, 1955.
2. Справочник по радиотехнике, под ред. Смиренина, М., Госэнергоиздат, 1950.
3. Эрглис К. Э. и Степаненко И. П. Электронные усилители, М., Физматгиз, 1961.

Поступила 18 декабря 1961 г.

В. Р. Лопань
ВНИИФТРИ

ПОГРЕШНОСТИ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ
ТОКА И ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ

В статье приводится анализ погрешностей электродинамического измерителя тока и проходящей мощности в диапазоне частот 150—2000 Мгц с пределами измерения по току 50 ма—6 а и по мощности 185 мвт—2500 вт. Суммарная погрешность прибора оценивается в ±2,5%.

Электродинамический измеритель тока и проходящей мощности предназначается для точного измерения тока и проходящей мощности в передающем тракте, а также для поверки и калибровки приборов, применяемых при наладке радиопередающих устройств (измерители тока в антенне, измерители мощности).

Схематическое изображение прибора показано на рис. 1.

На двух подвижных каретках линии плоскостного типа расположены вакуумные колбы с чувствительными системами измерителя. Чувствительная система состоит из короткозамкнутого кольца и приклеенного к нему кварцевого стерженька с зеркальцем на конце.

Чувствительная система внутри колбы подвешена на тонкой кварцевой нити и может совершать крутильные колебания, период которых зависит от силы тока в линии.

Зависимость между периодом колебаний T и током в линии выражается следующей формулой:

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

где C — постоянная прибора;

T_0 — период собственных колебаний кольца, обусловленный упругими силами нити.

По формуле (1) и производится расчет величины тока в линии в месте расположения кольца. Периоды колебаний T и T_0 измеряются отсчетным устройством, постоянная C определяется калибровкой прибора на низкой частоте (10—25 Мгц).

Проходящая мощность определяется на основании измерения тока в максимуме I_{\max} и минимуме I_{\min} стоячей волны. Расчет ведется по формуле:

$$P = I_{\max} \cdot I_{\min} \cdot Z_0, \quad (2)$$

где Z_0 — волновое сопротивление линии.

Ток в нагрузке I_n определяется по значениям тока I_{\max} , I_{\min} и фазового угла θ коэффициента отражения от нагрузки. Расчет производится по формуле:

$$I_n = \left[\frac{I_{\max}^2 + I_{\min}^2 - (I_{\max}^2 - I_{\min}^2) \cos \theta}{2} \right]^{1/2}. \quad (3)$$

Фазовый угол Θ коэффициента отражения определяется обычным путем на основании измерения расстояния между положениями минимума стоячей волны при подключенной нагрузке и опорным минимумом при закороченной линии l_{\min} . Расчет ведется по формуле:

$$\Theta = \pi \left(\frac{4l_{\min}}{\lambda} + n \right), \quad (4)$$

где λ — длина волны;
 n — нечетное число.

В качестве передающих линий в приборе использованы серийные измерительные линии ЛИ-3 и ЛИ-4 (75-омные секции).

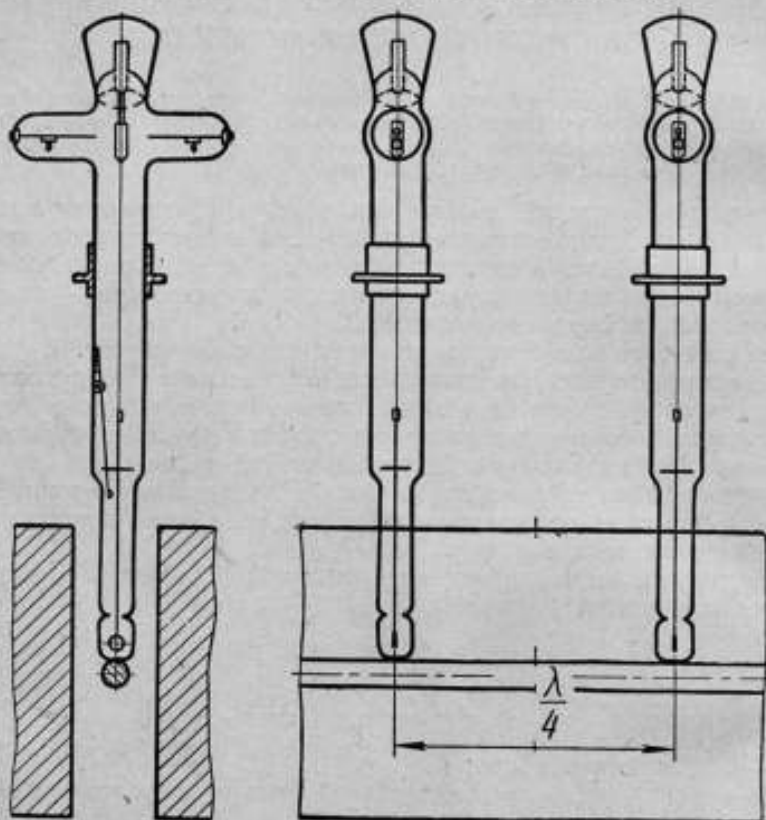


Рис. 1. Схематическое изображение электродинамического измерителя тока и проходящей мощности

Пределы измерения прибора по току 50 ма — 6 а, по мощности 185 мвт — 2500 вт. Диапазон частот при измерении проходящей мощности 150—2000 Мгц, при измерении тока в нагрузке 150—350 Мгц.

Подробное описание принципа действия и конструкции прибора, определение его пределов измерений дано в предыдущей работе [5].

СЛУЧАЙНАЯ ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРИТЕЛЯ

Случайная погрешность характеризует воспроизводимость показаний прибора. Она возникает в процессе измерения от воздействия на чувствительную систему измерителя разного рода случайных факторов. Это могут быть тепловые флуктуации броуновского типа или разного рода вибрации и толчки, а также электростатические заряды. Большое

влияние оказывает и нить подвеса, упругие силы которой определяют величину и стабильность периода собственных колебаний кольца T_0 .

Для снижения случайной погрешности приняты специальные меры. Так, применение успокоителя и амортизаторов снизило воздействие вибраций и толчков. Металлическое покрытие колбы внутри позволило уменьшить влияние электростатических зарядов.

Вакуумирование чувствительной системы освобождает ее от акустических воздействий и, в некоторой мере, от температурных влияний. Большое значение имеет правильный выбор нитей для подвеса, монтаж и тренировка подвеса. Для получения стабильного периода собственных колебаний T_0 нити не должны иметь изгибов и налета, склеенные места не должны давать натяжений.

Величина случайной погрешности зависит от значения измеряемого тока, она больше всего у нижнего предела измерения.

В процессе измерения случайная погрешность проявляется в разбросе величин периодов T и T_0 . Причем систематическая погрешность определения периодов T и T_0 отсчетным устройством пренебрежимо мала.

Случайные погрешности $\frac{\Delta T}{T}$ и $\frac{\Delta T_0}{T_0}$ определения периодов T и T_0 наводятся по среднеквадратичным отклонениям ряда измерений этих периодов.

Зависимость между случайной погрешностью измерения тока δ и случайными погрешностями $\frac{\Delta T}{T}$ и $\frac{\Delta T_0}{T_0}$ выражается посредством формул частных погрешностей $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_T$ и $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{T_0}$, получаемых дифференцированием формулы (1):

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_T = - \left[1 + \frac{\left(\frac{T}{T_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{T}{T_0}\right)^2} \right] \cdot \frac{\Delta T}{T}, \quad (5)$$

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{T_0} = \left[\frac{\left(\frac{T}{T_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{T}{T_0}\right)^2} \right] \cdot \frac{\Delta T_0}{T_0}. \quad (6)$$

Эти погрешности следует суммировать по закону суммирования случайных погрешностей:

$$\delta = \left(\frac{\Delta I}{I}\right)_\Sigma = \sqrt{\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_T^2 + \left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{T_0}^2}. \quad (7)$$

Формула (7) позволяет найти случайную погрешность измерения тока δ по случайным погрешностям определения периодов T и T_0 .

Формула (7) также дает возможность проследить за изменением случайной погрешности δ в зависимости от величины тока, что и было сделано при определении нижнего предела измерений прибора.

Вблизи от нижнего предела измерений с достаточной точностью выполняется равенство

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\Delta T_0}{T_0},$$

причем значение погрешностей не превосходит $\pm 0,25\%$ при пяти изме-

рениях. Полагая на нижнем пределе $\left(\frac{T}{T_0}\right) = 0,85$ и подставляя эти данные в выражения (5), (6) и (7), получаем, что

$$\delta = \left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{\tau} = \pm 1\%.$$

Вдали от нижнего предела измерений (ток более 150 *ма*) случайная погрешность δ , определенная по формуле (7), составила $\pm 0,37\%$.

Очевидно, что случайную погрешность измерения тока δ можно определить и непосредственно по среднеквадратичному отклонению σ_I ряда измерений тока одной и той же величины. Цикл одного измерения заключается в определении периодов T и T_0 и расчета величины тока по формуле (1). Эксперимент показал, что σ_I ряда из десяти измерений тока вблизи от нижнего предела равно $\pm 0,65\%$, а вдали от нижнего предела $\pm 0,2\%$. Соответственно этим значениям среднеквадратичного отклонения имеем следующие величины для случайной погрешности: $\delta = \pm 0,95\%$ и $\delta = \pm 0,35\%$.

Сравнивая эти значения случайной погрешности со значениями, определенными по формуле (7), видим достаточно хорошее совпадение.

Следует отметить, что имеются некоторые отличия в величинах случайной погрешности для различных колб. Здесь же приведены наиболее характерные значения.

Случайная погрешность определения проходящей мощности δ_P согласно формулы (2) складывается из случайных погрешностей δ_{\max} и δ_{\min} при измерении токов I_{\max} и I_{\min} ; то же самое относится и к случайной погрешности определения тока в нагрузке δ_{I_n} , если пренебречь случайной составляющей определения расстояния I_{\min} .

Итак,

$$\delta_P = \delta_{I_n} = \sqrt{\delta_{\max}^2 + \delta_{\min}^2}. \quad (8)$$

Очевидно, что при малых коэффициентах стоячей волны тока (к. с. в.) $\delta_{\max} = \delta_{\min}$, следовательно, вблизи от нижнего предела измерений (ток менее 150 *ма*, мощность менее 1,5 *вт*) $\delta_P = \delta_{I_n} = \pm 1,4\%$; вдали от нижнего предела $\delta_P = \delta_{I_n} = \pm 0,5\%$.

При большом к. с. в. можно считать, что $\delta_{\min} = \pm 1\%$, а $\delta_{\max} = \pm 0,35\%$, следовательно, $\delta_P = \delta_{I_n} = \pm 1,06\%$.

ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОСТОЯННОЙ *C*

Постоянная *C* измерителя определяется его градуировкой на низких частотах 10—25 *Мгц* по фотоамперметру в режиме стоячей волны. Суммарная погрешность определения постоянной *C* обусловлена, с одной стороны, погрешностями градуировки и, с другой стороны, тем, что условия определения постоянной отличны от условий измерения в фидере.

К погрешностям градуировки относятся: погрешность фотоамперметра $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{\phi}$ и рассмотренная выше погрешность $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{\tau}$ при определении периодов T и T_0 .

В [4] показано, что суммарная погрешность примененного фотоамперметра, в котором использованы вакуумные лампы с нитями из вольфрама с диаметром 20—50 *мк*, на частотах до 50 *Мгц* практически не имеет частотной составляющей и не превосходит величины

$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_\phi = \pm 0,2\%$. Погрешность $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_\kappa$ в данном случае, составляет не более $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_\kappa = \pm 0,35\%$, поскольку определение постоянной C обыкновенно производится вдали от нижнего предела измерений.

К погрешностям определения C , вызванным неэквивалентностью условий градуировки и измерений, следует отнести две погрешности: частотную погрешность и погрешность, обусловленную неравномерностью связи кольца с линией, появляющуюся при передвижении кареток по линии.

Частотная погрешность γ_f обусловлена, главным образом, зависимостью самоиндукции кольца от частоты, и для кольца из проводника круглого сечения, рассчитывается по формуле:

$$\gamma_f = \frac{\xi}{8 \left(\ln \frac{16a}{d} - 2 \right)} - \frac{1}{4} \alpha^2, \quad (9)$$

где ξ — для немагнитных металлов определяется из [3, табл. 1—2],

d — диаметр проводника кольца;

$\alpha = \frac{R}{\omega L}$ (R — сопротивление, L — самоиндукция кольца).

Однако точно изготовить кольцо с радиусом $a = 3,5-2$ мм с проводником круглого сечения диаметром $0,2-0,15$ мм затруднительно. Более доступно изготовить кольцо с проводником прямоугольного или квадратного сечения. Такие кольца и применялись в данном измерителе.

Формулу частотной погрешности, обусловленную изменением самоиндукции, для кольца из проводника квадратного сечения можно вывести, исходя из следующих соображений.

Известно, что самоиндукция проводника L_∞ на очень высоких частотах имеет предельное значение и определяется только полем, расположенным вне проводника. Выражение для самоиндукции на бесконечно высокой частоте для кольца из проводника квадратного сечения имеет вид [3]:

$$L_\infty = \mu_0 a \left(\ln \frac{8a}{g} - 2 \right), \quad (10)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость вакуума;

g — определяется из выражения $\ln g = \ln b - 0,5413$ (b — сторона квадратного сечения проводника).

Если частота не бесконечно большая, то самоиндукция представляется в виде суммы:

$$L = L_\infty + L_i, \quad (11)$$

где L_i — слагаемое самоиндукции, обусловленное полем внутри проводника.

Как известно из теории поля [6], при значительном скин-эффекте можно пренебречь кривизной поверхности провода и рассматривать проникающую внутрь проводника электромагнитную волну как плоскую. При этом условии индуктивное сопротивление ωL_i равно активному сопротивлению проводника R и выражается следующим образом:

$$\omega L_i = R = \frac{l}{S} \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\gamma}},$$

т. е.

$$L_i = \frac{l}{S} \sqrt{\frac{\mu}{2\omega\gamma}}, \quad (12)$$

где l — длина проводника;
 S — периметр его поперечного сечения;
 γ — удельная проводимость вещества проводника;
 μ — магнитная проницаемость вещества проводника (предполагается независимость μ от напряженности магнитного поля).

В применении к кольцу из немагнитного проводника квадратного сечения формула (12) запишется следующим образом:

$$L_i = \frac{\pi a}{2b} \sqrt{\frac{\mu_0}{2\gamma\omega}}. \quad (13)$$

Постоянная C электродинамического измерителя любой системы пропорциональна $(L)^{1/2}$, следовательно, частотная погрешность для рассматриваемого случая равна:

$$\gamma_f = \frac{L_i}{2L_{\infty}} = \frac{\pi}{0,566 \cdot \mu_0^{1/2} \cdot \gamma^{1/2} \cdot \omega^{1/2} \cdot \left(\ln \frac{8a}{g} - 2 \right)}. \quad (14)$$

Полученную формулу можно использовать, начиная с частоты 10 Мгц, на которой глубина проникновения тока уже достаточно мала (20 мк).

Точность расчета частотной погрешности по формуле (14), исходя из точности вывода самой формулы и определения входящих в нее параметров, может быть оценена в 10%, следовательно, неисключенный остаток этой погрешности будет составлять 10% от ее значения.

На рис. 2 показан график частотной погрешности для кольца из дюралюминия с радиусом $a=2,0$ мм и стороной квадратного сечения проводника $b=0,15$ мм.

Из графика видно, что наибольшее значение (2,2%) частотная погрешность имеет на нижней частоте определения постоянной C (10 Мгц), в то время как изменение частотной погрешности в диапазоне частот 150—500 Мгц не превышает 0,25%.

Частотная погрешность исследовалась и экспериментально с помощью фотоамперметра. Особенно это было необходимо для колец из сплава типа «Электрон», для которого не было точно известно значение удельной проводимости γ .

В эксперименте использовались макеты электродинамического амперметра на отрезках коаксиальных и плоскостных линий, куда вставлялись исследуемые колбы. В амперметрах можно было достаточно близко расположить колбу и фотолампу, чтобы волновое распределение тока вдоль системы не влияло на результаты измерений.

Исследовались колбы с кольцами из сплава типа «Электрон» с радиусами 2 и 2,5 мм и стороной квадратного сечения проводника 0,15 мм. Данные снимались в диапазоне частот 10—100 Мгц, где зависимость постоянной C от частоты проявляется особенно сильно.

Анализ полученных данных показывает, что относительная разность величин C , определенных на частотах 10 и 30 Мгц, составляет 1,7%, а на частотах 10 и 100 Мгц — 2,8% (данные для колец с радиусами 2 и 2,5 мм практически совпали). Сравнивая эти результаты с ходом графика рис. 2, видим некоторое превышение частотной погреш-

ности для колец из сплава типа «Электрон» по сравнению с расчетной частотной погрешностью для кольца из дюралюминия. Это расхождение может быть объяснено меньшей проводимостью сплава типа «Электрон».

Расхождение в ходе частотной погрешности с увеличением частоты уменьшается и на высоких частотах совершенно должно исчезнуть. Если учесть, что разность между величинами частотной погрешности на 100 и 500 Мгц не превосходит 0,4% (см. рис. 2), то значение частотной погрешности для кольца из «Электрона» на частоте 10 Мгц должно составить 3,2%.

Точность определения частотной погрешности при применении расчетного и экспериментального методов с большим запасом можно оценить в $\pm 10\%$, следовательно, неисключенный остаток погрешности $\Delta\gamma_f$ на частоте 10 Мгц составит $\pm 0,35\%$.

Частотная погрешность для каждого вида кольца определяется один раз и далее учитывается при каждой градуировке измерителя на низкой частоте.

Погрешность $\gamma_{св}$ определения постоянной C , обусловленная неравномерностью связи кольца с линией при передвижении каретки, определялась экспериментально на частоте 1 Мгц, при закороченной линии. На этой частоте вдоль линии еще не наблюдается волнового распределения тока. Уровень тока контролировался по фотоамперметру. Величина погрешности $\gamma_{св}$ не превысила $\pm 0,5\%$.

Эта величина может быть уменьшена, если колбу каждый раз опускать до соприкосновения с внутренним проводником линии. Однако при частых измерениях это не совсем удобно.

Суммарную погрешность $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_C$ определения постоянной C находим, суммируя под корнем рассмотренные выше погрешности при градуировке:

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_\tau = \pm 0,35\% \text{ и } \left(\frac{\Delta I}{I}\right)_\phi = \pm 0,2\%,$$

неисключенный остаток частотной погрешности $\Delta\gamma_f = \pm 0,35\%$ и погрешность из-за неравномерной связи кольца с линией $\gamma_{св} = \pm 0,5\%$.

Итак, имеем:

$$\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_C = \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_\tau^2 + \left(\frac{\Delta I}{I}\right)_\phi^2 + (\Delta\gamma_f)^2 + (\gamma_{св})^2} = \pm 0,73\%. \quad (15)$$

ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКА В ДАННОЙ ТОЧКЕ ЛИНИИ

В соответствии с формулой (1) рассматриваемая погрешность $\frac{\Delta I}{I}$ складывается из погрешности $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_C$ определения постоянной C и погрешно-

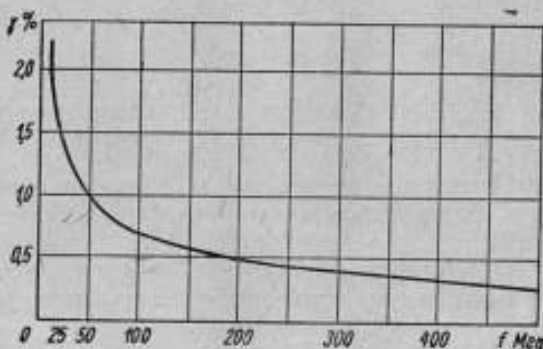


Рис. 2. График частотной погрешности для кольца

сти $\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{\tau}$, обусловленной погрешностями определения периодов T и T_0 :

$$\frac{\Delta I}{I} = \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta I}{I}\right)_c^2 + \left(\frac{\Delta I}{I}\right)_{\tau}^2}. \quad (16)$$

Подставляя данные для величин тока вблизи от нижнего предела, имеем:

$$\frac{\Delta I}{I} = \pm 1,25\%;$$

для токов свыше 150 мА:

$$\frac{\Delta I}{I} = \pm 0,8\%.$$

ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ И ТОКА В НАГРУЗКЕ

Измерения производятся в двух точках линии. Проходящая мощность рассчитывается по формуле (2), ток в нагрузке — по формуле (3).

При точной расстановке чувствительных элементов в максимум и минимум волны тока погрешность измерения проходящей мощности рассчитывается по формуле:

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_0 = \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{\max}}{I_{\max}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_{\min}}{I_{\min}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta Z_0}{Z_0}\right)^2}. \quad (17)$$

Возможные величины погрешностей $\frac{\Delta I_{\max}}{I_{\max}}$ и $\frac{\Delta I_{\min}}{I_{\min}}$ уже рассмотрены выше. Погрешность $\frac{\Delta Z_0}{Z_0}$, обусловленная отклонениями волнового сопротивления линии от стандартного, по техническим данным на измерительные линии ЛИ-3 и ЛИ-4 не превосходит $\pm 0,67\%$.

При малом к.с.в. с достаточной точностью можно допустить, что

$$\frac{\Delta I_{\max}}{I_{\max}} = \frac{\Delta I_{\min}}{I_{\min}}.$$

Подставляя данные при измерениях вблизи от нижнего предела, имеем:

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_0 = \pm 1,9\%;$$

вдали от нижнего предела (начиная с 1,5 θT), имеем:

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_0 = \pm 1,3\%.$$

При больших к. с. в. можно считать, что $\frac{\Delta I_{\max}}{I_{\max}} = \pm 0,8\%$, а

$$\frac{\Delta I_{\min}}{I_{\min}} = \pm 1,25\%.$$

Следовательно, для этого случая имеем:

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_0 = \pm 1,7\%.$$

Погрешность измерения тока в нагрузке $\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_0$ рассчитывается по частным погрешностям измерения токов I_{\max} , I_{\min} и длины l_{\min} , которые находятся дифференцированием формулы (3):

$$\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{\max} = \frac{I_{\max}^2}{I_{\max}^2 + I_{\min}^2 \cdot (\operatorname{cosec} \theta + \operatorname{ctg} \theta)^2} \cdot \frac{\Delta I_{\max}}{I_{\max}}, \quad (18)$$

$$\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{\min} = \frac{I_{\min}^2}{I_{\max}^2 (\operatorname{cosec} \theta - \operatorname{ctg} \theta)^2 + I_{\min}^2} \cdot \frac{\Delta I_{\min}}{I_{\min}}, \quad (19)$$

$$\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{l_{\min}} = \frac{2\pi(I_{\max}^2 - I_{\min}^2)}{I_{\max}^2 (\operatorname{cosec} \theta - \operatorname{ctg} \theta) + I_{\min}^2 (\operatorname{cosec} \theta + \operatorname{ctg} \theta)} \cdot \frac{\Delta I_{\min}}{\lambda}. \quad (20)$$

Из анализа этих погрешностей следует, что выражения, стоящие перед $\frac{\Delta I_{\max}}{I_{\max}}$ и $\frac{\Delta I_{\min}}{I_{\min}}$ в любом случае не могут быть больше единицы, т. е. частные погрешности $\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{\max}$ и $\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{l_{\min}}$ не превосходят соответственно рассмотренных выше погрешностей $\frac{\Delta I_{\max}}{I_{\max}}$ и $\frac{\Delta I_{\min}}{I_{\min}}$. Частная погрешность $\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{l_{\min}}$, как показали подсчеты и эксперименты, не превосходит $\pm 0,5\%$.

Итак, можно записать:

$$\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_0 = \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{\max}}{I_{\max}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_{\min}}{I_{\min}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{l_{\min}}^2} \quad (21)$$

Подставляя данные, при малых к.с.в. для токов вблизи от нижнего предела получаем:

$$\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_0 = \pm 1,8\%;$$

вдали от нижнего предела:

$$\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_0 = \pm 1,25\%.$$

При больших к.с.в.

$$\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_0 = \pm 1,55\%.$$

Рассмотренные погрешности (17) и (21) для данного измерителя являются основными. В некоторых случаях могут иметь место дополнительные погрешности, рассмотренные ниже.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ

а) Влияние собственных отражений. Нижние части колб, а также кольца измерителя делаются идентичными, поэтому можно считать, что вносимые в линию отражения от каждой колбы одинаковы, а так как колбы в процессе измерения раздвинуты на $\lambda/4$, то отражения от них взаимно компенсируются. В этом и заключается одно из преимуществ раздвижения колб на $\lambda/4$.

Величина вносимого к.с.в. от одной колбы, а также степень взаимной компенсации отражений от двух колб определялись эксперимен-

гально. К линии измерителя подсоединялась нагрузка с к.с.в. порядка 1,1. С другого конца к линии измерителя подсоединялась вспомогательная измерительная линия ЛИ-4, соединенная с генератором. Зонд вспомогательной линии ставился в пучность волны напряжения. При перемещении колбы вдоль линии, показания индикатора вспомогательной линии изменялись. Эти изменения вызваны только отражениями от движущейся колбы. Собственный к.с.в. r_c определялся из соотношения

$r_c = \sqrt{\frac{\alpha_{\max}}{\alpha_{\min}}}$, где α_{\max} и α_{\min} — максимальное и минимальное показания индикатора.

Полученные значения к.с.в. для одной колбы помещены в таблице.

Частота, Мгц	к.с.в.
500	1,025
800	1,05
1000	1,06
1500	1,07
2000	1,09

Из приведенной таблицы видно, что величина собственного к.с.в. увеличивается с ростом частоты, но на частотах до 1000 Мгц имеет значение не более 1,06.

Степень взаимной компенсации отражений от двух колб, раздвинутых на $\lambda/4$, определялась на частотах 500 и 1500 Мгц. При этом раздвинутые каретки скреплялись друг с другом так, что при передвижении их по линии расстояние между ними не менялось. Как показал эксперимент, остаточный к.с.в. не превосходит 1,015. Эта величина сохранилась и при расстройке частот на ± 25 Мгц. Очевидно, что такая небольшая величина остаточного к.с.в. не может оказать влияния на процесс измерения.

Однако, при использовании для измерений одной колбы, когда она поочередно устанавливается в точках, раздвинутых на $\lambda/4$, влияние собственных отражений существенно, и его следует учитывать.

Погрешность, вызванную отражениями от колбы, получим, рассматривая амплитуду падающей на нагрузку волны в установившемся режиме при отсутствии и наличии колбы в линии.

Согласно [2] амплитуда падающей на нагрузку волны a_n при отсутствии неоднородностей между генератором и нагрузкой равна:

$$a_n = \frac{a_0}{1 - \Gamma_n \Gamma_r},$$

где a_0 — амплитуда первичной волны, т. е. волны при идеально согласованном тракте;

Γ_n и Γ_r — коэффициенты отражения соответственно от нагрузки и генератора.

При наличии неоднородности (колбы) с одинаковым коэффициентом отражения в обе стороны амплитуда падающей на нагрузку волны равна:

$$a'_n = \frac{a_0}{(1 - \Gamma_n \Gamma_n) \left[1 - \Gamma_r \left(\Gamma_x + \frac{\Gamma_n}{1 - \Gamma_n \Gamma_n} \right) \right]},$$

где Γ_x — коэффициент отражения от колбы.

Учитывая, что ток в нагрузке пропорционален амплитуде падающей на нагрузку волны, имеем:

$$\frac{I'_n}{I_n} = 1 - \frac{\Gamma_x \Gamma_n - \Gamma_n \Gamma_r}{1 - \Gamma_r \Gamma_n}, \quad (22)$$

где I_n — ток в нагрузке без колбы в линии;
 I'_n — ток в нагрузке при наличии колбы в линии.

Из формулы (22) получаем выражение интересующей нас погрешности для самого неблагоприятного соотношения фаз коэффициентов отражений:

$$\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{\text{отр}} = \pm \frac{|G_n G_n| + |G_n G_r|}{1 + |G_r G_n|} \approx \pm [|G_n G_n| + |G_n G_r|]. \quad (23)$$

В случае хорошего согласования в сторону генератора имеем:

$$\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{\text{отр}} = \pm |G_n G_n|. \quad (24)$$

Так как проходящая мощность пропорциональна I_n^2 , то в соответствии с формулой (23) выражение погрешности из-за отражений от колбы для проходящей мощности получим в следующем виде:

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\text{отр}} \approx \pm 2 [|G_n G_n| + |G_n G_r|]. \quad (25)$$

В случае хорошего согласования в сторону генератора имеем:

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\text{отр}} = \pm 2 |G_n G_n|. \quad (26)$$

Поскольку величина к.с.в., вызванная отражениями от одной колбы, на частотах до 1000 Мгц относительно невелика, то использование для измерений двух колб с целью компенсации их отражений является не обязательным. В связи с этим представляет интерес оценить погрешность из-за собственных отражений при использовании одной колбы.

Возьмем случай частоты 500—600 Мгц; собственный к.с.в. здесь не более 1,04 и коэффициент отражения G_n равен 0,02. При значениях $G_n = 0,2$ и $G_r = 0,1$ получаются еще вполне допустимые значения погрешностей:

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\text{отр}} = \pm 1,2\%; \quad \left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right) = \pm 0,6\%.$$

Разумеется, возможность пользоваться при измерении одной колбой еще не говорит об упрощении процесса измерения. Напротив, процесс измерения несколько усложняется, так как одну и ту же колбу необходимо ставить последовательно в максимум и минимум стоячей волны; но иногда это может потребоваться.

Рассмотрим теперь погрешность, обусловленную собственным к.с.в. линии измерителя. Эта погрешность является составляющей суммарной погрешности определения тока в нагрузке и связана с определением активной составляющей сопротивления нагрузки $R_e(\bar{Z}_n)$. На частотах 150—500 Мгц собственный к.с.в. линии обусловлен, главным образом, отражениями от перехода плоской линии к коаксиалу и составляет не более 1,02. Величина собственного к.с.в. измерялась с помощью контрольной линии, придаваемой к измерительной линии ЛИ-3, и соответствует паспортным данным. Погрешность $\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{r_a}$ из-за собственного к.с.в. линии определяется по известной формуле:

$$\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{r_a} = \pm 2G_n,$$

где Γ_x — коэффициент отражения от перехода линии.

Подставляя значение $\Gamma_x = 0,01$, получаем:

$$\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{\Gamma_x} = \pm 2\%.$$

б) Погрешность определения проходящей мощности при измерении тока в одной точке линии. При наличии в линии отражений эффективное значение тока I_x вдоль линии распределяется по закону:

$$I_x = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \sqrt{(1 + \Gamma^2) + 2\Gamma \cos 2\beta x}, \quad (28)$$

где I_n — амплитуда падающей волны;

Γ — модуль коэффициента отражения.

Формула (28) выведена без учета фазы коэффициента отражения, т. е. предполагается, что отсчет ведется от какого-нибудь минимума стоячей волны.

Значение тока в максимуме и минимуме волны соответственно определится выражениями:

$$I_{\max} = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \sqrt{(1 + \Gamma^2) + 2\Gamma}, \quad (29)$$

$$I_{\min} = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \sqrt{(1 + \Gamma^2) - 2\Gamma}. \quad (30)$$

Расчет величины проходящей мощности при измерении тока в одной точке, очевидно, можно провести с какой-то погрешностью по формуле:

$$P = I_x^2 \cdot Z_0 \quad (31)$$

Погрешность определим из соотношения

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{I_x^2}{I_{\max} \cdot I_{\min}} - 1. \quad (32)$$

Подставляя в (32) выражения (28), (29) и (30), получаем

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{2\Gamma}{1 - \Gamma^2} (\Gamma + \cos 2\beta x). \quad (33)$$

Очевидно, что погрешность равна нулю при x , определяемом из уравнения $\cos 2\beta x = -\Gamma$.

Погрешность имеет максимальное значение при $\cos 2\beta x = 1$; в этом случае формулу погрешности можно записать следующим образом:

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\max} = \frac{2\Gamma}{1 - \Gamma^2} (\Gamma + 1) = r - 1, \quad (34)$$

где r — к.с.в. в линии.

Уже при $r = 1,1$ имеем 10%. Таким образом, максимальное значение погрешности определения проходящей мощности при измерении тока в одной точке в сильной степени зависит от к.с.в. в линии. По этой причине проводить измерения подобным образом нецелесообразно.

в) Погрешность определения проходящей мощности при измерении тока двумя чувствительными элементами, раздвинутыми на $\lambda/4$. При измерении тока в двух точках передающей линии расчет величины проходящей мощности возможно провести по следующим трем формулам:

$$P_1 = \frac{I_1^2 + I_2^2}{2} \cdot Z_0, \quad (35)$$

$$P_2 = I_1 \cdot I_2 \cdot Z_0, \quad (36)$$

$$P_3 = \left(\frac{I_1 + I_2}{2} \right)^2 \cdot Z_0, \quad (37)$$

где I_1 и I_2 — значения токов в выбранных точках линии.

Разумеется, каждая из этих формул лишь приближенно оценивает величину проходящей мощности.

При раздвижении чувствительных элементов на $\lambda/4$ или, что равносильно, на $n\lambda/4$, где n — нечетное число, значения токов I_1 и I_2 определяются следующими выражениями:

$$I_1 = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \sqrt{(1 + \Gamma^2) + 2\Gamma \cos \beta x},$$

$$I_2 = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \sqrt{(1 + \Gamma^2) - 2\Gamma \cos \beta x}.$$

Поступая аналогично с предыдущим случаем, из выражений (35), (36) и (37) получаем следующие три формулы для интересующей нас погрешности:

$$\left(\frac{\Delta P}{P} \right)_1 = \frac{2\Gamma^2}{1 - \Gamma^2} = \frac{(r-1)^2}{2r}, \quad (38)$$

$$\left(\frac{\Delta P}{P} \right)_2 = \frac{\Gamma^2}{1 - \Gamma^2} (1 - \cos 4\beta x) = \frac{(r-1)^2}{4r} (1 - \cos 4\beta x), \quad (39)$$

$$\left(\frac{\Delta P}{P} \right)_3 = \frac{\Gamma^2}{(1 - \Gamma^2)^2} (3 - \cos 4\beta x) = \frac{(r-1)^2}{8r} (3 - \cos 4\beta x). \quad (40)$$

При выводе формул (39) и (40) сделано допущение, что к.с.в. в линии не превосходит 2,5. Погрешность вывода этих формул при таком допущении составляет не более 2%.

Проанализируем полученные формулы. Формула (38) показывает, что при расчете мощности по формуле (35) получаемая погрешность не зависит от места расположения раздвинутых на $\lambda/4$ чувствительных элементов, а определяется только величиной к.с.в. в линии. Следовательно, в этом случае даже при расположении чувствительных элементов в максимум и минимум стоячей волны нельзя получить точное значение проходящей мощности.

Значение погрешности, выраженной формулами (39) и (40), зависит от места расположения чувствительных элементов на линии. Ее максимальное значение совпадает со значением, получаемым по формуле (38).

Погрешность, выражаемая формулой (39), равна нулю при $\cos 4\beta x = 1$, т. е. при x , равном нулю или нечетному числу четвертей длины волны, что соответствует точному случаю при расположении чувствительных элементов в максимум и минимум стоячей волны. Погрешность, получаемая по формуле (40), ни при каком x не равна нулю, ее минимальное значение равно $\frac{(r-1)^2}{4r}$, что соответствует выражению,

стоящему перед скобкой в формуле (39).

Из вышеизложенного следует, что расчет проходящей мощности предпочтительнее проводить по формуле (39). При пользовании этой формулой дополнительная погрешность из-за неточного выставления чувствительных элементов в максимум и минимум стоячей волны, выражаемая формулой (40), в зависимости от x может быть сделана сколь угодно малой.

Сравнивая максимальное значение этой погрешности с максимальным значением погрешности при измерении тока в одной точке, видим, что в первом случае имеем определенное преимущество. Так при к.с.в. равном 1,2, в первом случае имеем 1,65%, а во втором — 20%.

Однако при больших к.с.в. (1,5—2) максимальная величина погрешности все же велика (8,3—25%).

Для уменьшения погрешности чувствительные элементы следует располагать ближе к максимуму и минимуму стоячей волны. Используя электрический зонд, расположенный на одной из кареток измерителя (на линии ЛИ-3 возможно использование собственной каретки с зондовой головкой), всегда можно расположить чувствительные элементы так, чтобы их отклонение от положения максимума и минимума стоячей волны не превосходило

$$\Delta x = \frac{\lambda}{35}. \quad (41)$$

В этом случае при к.с.в., равном 1,5, дополнительная погрешность определения проходящей мощности составит не более 1%. При малых к.с.в. (до 1,15) нет особой необходимости выставлять раздвинутые на $\lambda/4$ чувствительные элементы вблизи максимума и минимума стоячей волны, в любом случае дополнительная погрешность не превосходит 1%.

Итак, при малых к.с.в., а также при к.с.в. до 1,5 с соблюдением условия (41) рассмотренная дополнительная погрешность определения проходящей мощности не превосходит

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\Delta x} = 1\%. \quad (42)$$

Появляется эта погрешность в результате некоторого упрощения процесса измерения, поскольку чувствительные элементы не выставляются точно в максимум и минимум стоячей волны. Так как величина погрешности небольшая, то упрощение процесса измерения вполне оправдано.

В связи с тем, что погрешность (42) имеет смысл неисключенного остатка систематической погрешности, величина которого в процессе измерения может варьироваться, при выводе суммарной погрешности ее целесообразно складывать как случайную погрешность.

г) Погрешность определения проходящей мощности, обусловленная неточностью раздвижения чувствительных элементов на $\lambda/4$. При неточном раздвижении чувствительных элементов измерителя на $\lambda/4$ погрешность определения проходящей мощности в соответствии с возможными формулами расчета (35), (36) и (37) определяется следующими выражениями:

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_1 = \frac{2\Gamma^2}{1-\Gamma^2} + \frac{2\Gamma\left(1-\frac{\lambda}{4}\right)\beta}{1-\Gamma^2}, \quad (43)$$

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_2 = \frac{\Gamma^2(1-\cos 4\beta x)}{1-\Gamma^2} + \frac{2\Gamma\left(1-\frac{\lambda}{4}\right)\beta}{1-\Gamma^2}, \quad (44)$$

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_3 = \frac{\Gamma^2(3-\cos 4\beta x)}{2(1-\Gamma^2)} + \frac{2\Gamma\left(1-\frac{\lambda}{4}\right)\beta}{1-\Gamma^2}. \quad (45)$$

Здесь l — расстояние между чувствительными элементами измерителя. При выводе формул (43), (44) и (45) сделано допущение, что l

незначительно отличается от $\lambda/4$. Случай большого отличия l от $\lambda/4$ мало интересен, так как сводится к случаю определения проходящей мощности при измерении тока в одной точке.

Формулы (43), (44) и (45) отличаются от формул (38), (39) и (40) наличием одинакового добавочного члена. Добавочный член знакпеременный и, вообще говоря, зависит от x ; здесь же записано его максимальное значение.

Исследуемая погрешность и определяется этим добавочным членом

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\Delta} = \frac{2\Gamma \left(1 - \frac{\lambda}{4}\right) \beta}{1 - \Gamma^2} \quad (46)$$

Погрешность зависит от величины коэффициента отражения и длины волны: с ростом коэффициента отражения и уменьшением длины волны погрешность при прочих равных условиях увеличивается.

Поскольку расстояние между чувствительными элементами выставляется по линейной шкале вдоль линии довольно точно, то можно считать, что рассматриваемая частная погрешность обусловлена только расстройкой генератора относительно заданной частоты.

Если допустить расстройку в 1%, что практически вполне достаточно, то при к.с.в. 1,5 и частоте 500 Мгц дополнительная погрешность из-за неточного раздвижения чувствительных элементов на $\lambda/4$ составит:

$$\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\Delta} = \pm 0,6\% \quad (47)$$

Погрешность имеет случайный характер и суммировать ее следует с другими частными погрешностями по закону суммирования случайных погрешностей.

СУММАРНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ

Рассмотренные выше составляющие погрешности позволяют достаточно точно установить величину суммарной погрешности электродинамического измерителя при измерении проходящей мощности в диапазоне частот до 2000 Мгц и при измерении тока в нагрузке до 350 Мгц. Возможные другие источники погрешностей существенного значения не имеют.

Например, при принятом диаметре кольца 4—5 мм можно пренебречь неравномерностью распределения наведенного тока по кольцу; можно пренебречь и искажением поля в связи с потерями в стекле колбы. Даже при больших к.с.в., равных 1,5—2 можно пренебречь влиянием неоднородности поля в пределах кольца в продольном направлении, так как максимальное смещение его при крутильных колебаниях не превышает 1,5 мм.

Такие факторы, как искажение поля при помещении колбы в линию, неправильности в геометрии чувствительной системы, нелинейность колебаний кольца, выражаемая зависимостью периода колебаний кольца от амплитуды и др. учитываются при калибровке измерителя на частоте 10—25 Мгц, а такие эффекты как температурные влияния, влияние сторонних полей и зарядов, изменение со временем крутильной постоянной нити подвеса учитываются при определении периода собственных колебаний кольца T_0 .

Суммарную погрешность измерения проходящей мощности получим, если к основной погрешности (17) прибавить дополнительные по-

грешности $\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\lambda_0}$ и $\left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\lambda_1}$, возникающие при упрощении процесса измерения; порядок суммирования ранее уже указывался. Итак, имеем:

$$\frac{\Delta P}{P} = \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta I_1}{I_1}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_2}{I_2}\right)^2 + \left(\frac{\Delta Z_0}{Z_0}\right)^2 + \left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\lambda_0}^2 + \left(\frac{\Delta P}{P}\right)_{\lambda_1}^2} \quad (48)$$

Так как некоторые составляющие погрешности зависят от величины измеряемой мощности, частоты, а также от к.с.в. нагрузки, то величина суммарной погрешности может несколько варьироваться. Подставляя приведенные выше данные частных погрешностей для частоты 500 Мгц при измерении вблизи от нижнего предела и при к.с.в. в тракте 1,5, получаем следующую величину суммарной погрешности:

$$\frac{\Delta P}{P} = \pm 2\%.$$

При частоте 2000 Мгц за счет увеличения дополнительной погрешности из-за неточного раздвижения колб на $\lambda/4$, а также при малых к.с.в. вблизи от нижнего предела измерения, суммарная погрешность несколько увеличивается, но в любом случае не выходит за пределы $\pm 2,5\%$.

Суммарная погрешность измерения тока в нагрузке рассчитывается по следующей формуле:

$$\frac{\Delta I_n}{I_n} = \pm \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{\max}}{I_{\max}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_{\min}}{I_{\min}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{I_{\min}}^2 + \left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{r_a}^2} \quad (49)$$

При определении тока в нагрузке обязательным условием является выставление чувствительных элементов точно в максимум и минимум стоячей волны тока. Значительный вес имеет составляющая $\left(\frac{\Delta I_n}{I_n}\right)_{r_a}$ из-за отражений от перехода.

Подставляя в (49) значения составляющих погрешностей при больших к.с.в., получаем:

$$\frac{\Delta I_n}{I_n} = \pm 2,5\%.$$

Так как при поверке поверяемый прибор служит нагрузкой линии электродинамического измерителя, то рассмотренные суммарные погрешности (48) и (49) одновременно являются и погрешностями поверки соответственно измерителей мощности и измерителей тока в антенне.

Однако при поверке измерителей мощности на частотах 1500—2000 Мгц необходимо учитывать еще дополнительную погрешность, обусловленную затуханием в тракте между электродинамическим измерителем и поверяемым прибором.

Эта погрешность определяется в каждом конкретном случае отдельно.

РЕЗУЛЬТАТЫ СЛИЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ МОЩНОСТИ С ДРУГИМИ ИЗМЕРИТЕЛЯМИ МОЩНОСТИ

Изготовленные образцы электродинамического измерителя на линиях ЛИ-3 и ЛИ-4 сличались с болометрическим измерителем мощности МБО-1 и с образцовым калориметрическим измерителем мощности.

а) Сличение с болометрическим мостом. Верхний предел измерения болометрического измерителя равен 1 вт , частотный диапазон 20—3000 Мгц , погрешность моста $\pm 1,5\%$. Болометрическая головка калибровалась по к.п.д. на образцовой калориметрической установке на уровне 300 мвт в диапазоне частот 1000—2000 Мгц .

На линии ЛИ-3 сличения проводились в диапазоне 150—1200 Мгц , на линии ЛИ-4 — в диапазоне 500—2000 Мгц . Большинство сличений проводилось на уровне 300—400 мвт .

Болометрическая головка либо непосредственно подсоединялась к выходу линии измерителя, либо перед головкой включался коаксиальный шлейф. В первом случае к.с.в. в тракте, особенно на низких частотах (150—500 Мгц), был незначителен (1,02), во втором случае к.с.в. по желанию мог меняться.

При непосредственном подсоединении болометрической головки к линии ЛИ-3 сличение в диапазоне частот 150—500 Мгц проводилось без каких-либо перемещений колб измерителя. Расхождение показаний между электродинамическим измерителем и болометрическим измерителем здесь не вышло за пределы 2,5%.

В диапазоне 500—1200 Мгц колбы выставлялись на нечетное число $\lambda/4$, показания разошлись не более чем на 2%. На частотах 1000—1200 Мгц вводилась поправка на к.п.д. болометрической головки.

Сличения при к.с.в. порядка 1,3—1,5 проводились на частотах 300 и 400 Мгц . Колбы выставлялись вблизи максимума и минимума стоячей волны. Показания разошлись не более чем на 2,5%.

Сличения на линии ЛИ-4 проводились на частотах 500, 1200, 1500 и 2000 Мгц при непосредственном подсоединении болометрической головки; к.с.в. в линии был порядка 1,1—1,15, колбы раздвигались на $\lambda/4$.

Показания разошлись не более чем на 2,5%. На частотах 1200—2000 Мгц вводилась поправка на к.п.д. болометра.

б) Сличение с образцовым калориметром. Погрешность калориметра оценивается в $\pm 1\%$.

Сличения проводились на уровне 300 мвт на частотах 1500 и 2000 Мгц . Колбы раздвигались между собой на $\lambda/4$. Электродинамический измеритель и калориметр соединялись между собой жестким отрезком коаксиала.

Расхождение показаний электродинамического измерителя и калориметра на частоте 1500 Мгц составило 1,3%, а на частоте 2000 Мгц — 1,8%.

Проведенные сличения подтвердили правильность установленной погрешности электродинамического измерителя.

Применение для сличения образцового калориметра обеспечило высокую достоверность полученных результатов.

Выводы *

1. Разработанный электродинамический измеритель на серийных линиях ЛИ-3 и ЛИ-4 позволяет измерять проходящую мощность в диапазоне частот 150—2000 Мгц и ток в нагрузке в диапазоне 150—350 Ма .

Пределы измерения прибора по току 50 ма —6а, по мощности 185 мвт —2500 вт .

2. Электродинамический измеритель существенно отличается от известных пондермоторных измерителей проходящей мощности [1] как

* Выводы даются как к настоящей статье, так и к статье, помещенной в предыдущем сборнике [5].

механизмом взаимодействия с электромагнитной волной, так и способами калибровки и индикации.

3. Размещение чувствительной системы в отдельной вакуумной колбе обеспечило надежность прибора, а способ индикации по периоду свободных колебаний позволяет автоматизировать процесс измерения. Прибор не боится перегрузок и может эксплуатироваться длительное время без изменений технических характеристик.

4. Анализ погрешностей электродинамического измерителя показал, что его суммарная погрешность при измерении проходящей мощности и тока в нагрузке не превосходит $\pm 2,5\%$. В зависимости от конкретных условий погрешность может несколько варьироваться в сторону уменьшения.

5. Величина погрешности электродинамического измерителя может быть уменьшена при дальнейшем усовершенствовании прибора, в первую очередь, за счет повышения стабильности его показаний. С последним связано и уменьшение его нижнего предела измерений.

6. Прибор может найти достаточно широкое применение в области измерений на высоких частотах, например, для поверки и калибровки измерителей мощности, измерителей тока в антенне и др.

ЛИТЕРАТУРА

1. Валитов Р. А. и Сретенский В. Н. Измерения на сверхвысоких частотах. Воениздат, М., 1951.
2. Герценштейн М. Е. и Брянский Л. Н. Погрешности ослабителей из-за рассогласования, Измерительная техника № 3, 1956.
3. Калантаров П. Л. и Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. Госэнергоиздат, 1955.
4. Лопань В. Р. Вакуумный электродинамический амперметр. Труды институтов Комитета, вып. 48 (108), 1960.
5. Лопань В. Р. Электродинамический измеритель тока и проходящей мощности в метровом и дециметровом диапазоне волн. Труды институтов Комитета, вып. 65 (125), 1962.
6. Нейман Л. Р. и Калантаров П. Л. Теоретические основы электротехники, ч. III, 1948.

Поступила 15 декабря 1961 г.

Л. Н. Брянский
ВНИИФТРИ

ПРЕЦИЗИОННЫЙ АТТЕНУАТОР ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ТИПА

В статье изложены результаты разработки прецизионного аттенуатора поляризационного типа трехсантиметрового диапазона волн с погрешностью около $\pm 0,5\%$ от измеряемого затухания в децибелах.

Волноводные аттенуаторы поляризационного типа (поворотные аттенуаторы) в течение последнего десятилетия получили распространение благодаря таким достоинствам, как расчетный закон вносимого затухания, ничтожная частотная зависимость и высокая стабильность [3].

Однако эти приборы, как правило, имеют значительную погрешность порядка $\pm 2\%$ от величины вносимого затухания в децибелах за исключением начального участка, на котором получается погрешность порядка $\pm (0,1-0,2)$ дБ. Примером могут служить отечественные аттенуаторы АВП-121; АВП-122; АВП-124 и др., а также серия аттенуаторов типа 382А фирмы Хевлетт-Паккард (США).

Во ВНИИФТРИ в течение последних лет была разработана группа аттенуаторов на обширный участок сантиметрового диапазона волн с погрешностями порядка $\pm (0,5-0,8)\%$ от вносимого затухания в децибелах.

Такое уменьшение погрешности было достигнуто благодаря применению более совершенной конструкции и технологии изготовления аттенуаторов и усовершенствованию методики их аттестации.

Настоящая статья подводит первые итоги работы по разработке прецизионного аттенуатора трехсантиметрового диапазона волн.

1. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ АТТЕНУАТОРА

Прецизионный аттенуатор (рис. 1) принципиально не отличается от обычных аттенуаторов, но имеет ряд конструктивных особенностей:

длина волновода тракта прибора увеличена до 520 мм (длина тракта приборов АПВ-122 и Х-382А, примерно, равна 400 мм);

переходы с прямоугольного сечения волновода на круглое выполнены неразъемными, гальваническим путем. Паза для крепления поглощающих пластин получены в процессе наращивания переходов;

средняя секция неразъемная. Она представляет собой трубу с простроганными пазами для поглощающей пластины. Вся секция вращается на подшипниках скольжения;

для оснований поглощающих пластин применено стекло толщиной 0,3 мм. Пластины установлены так, чтобы поглощающий слой находился в диаметральной плоскости;

угол поворота средней секции отсчитывается по оптической, градусной шкале, заимствованной из гониометра ГС-30. Цена деления шкалы 30". Достоинствами такой шкалы являются полное отсутствие люфтов и высокая разрешающая способность. Градусная шкала облег-

чает исследование прибора, особенно в областях, где не соблюдается теоретический закон зависимости затухания от угла поворота средней секции. Недостатком градусной шкалы является необходимость применения графиков или таблиц для определения величины затухания по углу поворота средней секции;

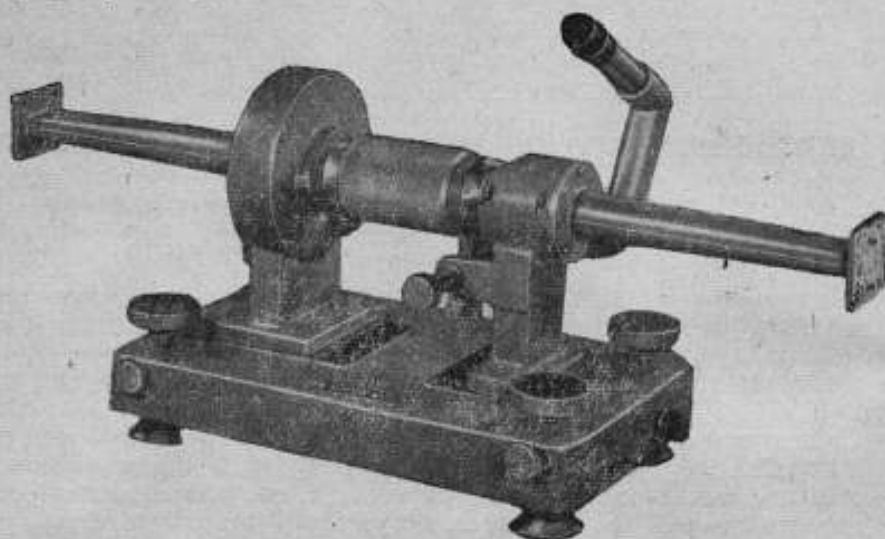


Рис. 1

прибор снабжен отдельными механизмами грубой и точной установки величины затухания. Грубо затухание устанавливается непосредственным поворотом средней секции за насаженный на нее рифленый барабан; точно — с помощью специального механизма (рис. 2), включающегося после грубой установки затухания;

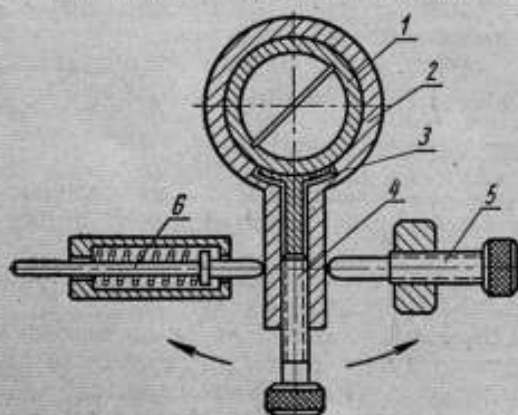


Рис. 2. Кинематическая схема механизма точной установки затухания:

1 — круглый волновод с поглощающей пластиной; 2 — хомут; 3 — тормозная колодка; 4 — винт, прижимающий колодку к волноводу; 5 — винт точной установки затухания; 6 — механизм обратного поворота хомута

коэффициент стоячей волны напряжения (к. с. в. н.);
начальное затухание;
максимальное затухание и качество экранировки;
рабочий диапазон затуханий;

литое основание обеспечивает жесткость конструкции;

экранировка прибора усилена.

Основные размеры прибора (диаметр круглого волновода и размеры дроссельного сочленения боковых переходов и средней секции) те же, что у прибора АВП-122.

II. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Поляризационный аттенуатор характеризуют следующие основные параметры:

рабочий диапазон частот;

разрешающая способность шкалы;
погрешность калибровки.

Погрешность, приписываемая прибору, связана не только с его свойствами, но и со свойствами образцовой аппаратуры, с помощью которой проводится аттестация прибора.

Для определения нори на основные параметры исследовано 12 приборов. Приборы 01—10 изготовлены опытным производством ВНИИФТРИ, приборы А и Б изготовлены по чертежам ВНИИФТРИ*. Приборы 08—10 изготовлены по более совершенной технологии, обеспечивающей наименьшую эллиптичность труб и наилучшее совпадение плоскостей, поглощающих пластин (при минимальном затухании). Приборы А и Б имеют разрезные переходы с прямоугольного на круглый волновод (как у прибора АВП-122).

Рабочий диапазон частот

Диапазон частот аттенюатора определяется диапазоном прямоугольного волновода 23×10 мм и диаметром круглого волновода, примененными в аттенюаторе. Диаметр круглого волновода выбран так, чтобы в рабочем диапазоне прибора не могла распространяться волна типа H_{21} с критической длиной волны $\lambda_{кр} = 2,118 R$, а распространялась рабочая волна типа H_{11} с $\lambda_{кр} = 3,412 R$. Оптимальный расчетный диаметр равен 22—23 мм. В описываемом приборе, как и в приборе АВП-122, выбран диаметр 25 мм с расчетным диапазоном 2,62—4,24 см. При этом диаметре обеспечивается работа прибора в диапазоне 2,6—3,6 см.

Коэффициент стоячей волны напряжения (к. с. в. н.)

К.с.в.н. приборов измерялся на ряде частот диапазона, при разных углах поворота секции как со стороны входа, так и со стороны выхода. Измерения проводились с помощью измерительных линий типа ИВЛУ-140. При измерении аттенюаторы нагружались согласованной нагрузкой с к.с.в.н. = 1,03. Максимальные значения к.с.в.н. на различных частотах приведены в табл. 1.

Таблица 1

Обозначение прибора	Частота, МГц			Обозначение прибора	Частота, МГц		
	8300	9300	11500		8300	9300	11500
01	1,19	1,10	1,10	07	1,15	1,12	1,10
02	1,13	1,13	1,07	08	1,20	1,10	1,12
03	1,21	1,12	1,09	09	1,22	1,15	1,16
04	1,15	1,07	1,06	10	1,20	1,17	1,16
05	1,15	1,11	1,08	А	1,20	1,11	1,12
06	1,16	1,06	1,08	Б	1,13	1,09	1,16

Значения к.с.в.н., как правило, увеличиваются по мере уменьшения рабочей частоты и доходят до 1,2—1,22. Более подробные данные для трех приборов приведены в табл. 2.

* При установлении норм параметры прибора А не учитывались, так как качество его изготовления было недостаточно высоко. Результаты его исследования приведены для сравнения.

Таблица 2

Обозначение прибора	Угол поворота	Частота, МГц				
		8300	9000	10000	12000	
08	Вход	0°	1,02	1,01	1,03	1,07
		80°	1,20	1,08	1,08	1,12
	Выход	0°	1,03	1,01	1,01	1,06
		80°	1,14	1,10	1,07	1,11
09	Вход	0°	1,01	1,03	1,04	1,05
		80°	1,18	1,15	1,12	1,16
	Выход	0°	1,04	1,02	1,01	1,03
		80°	1,22	1,14	1,13	1,12
10	Вход	0°	1,06	1,01	1,05	1,04
		80°	1,20	1,17	1,16	1,11
	Выход	0°	1,01	1,06	1,05	1,07
		80°	1,11	1,12	1,07	1,04

В подавляющем большинстве случаев к.с.в.н. растет с увеличением угла поворота средней секции. Опушенные в табл. 2 значения к.с.в.н. для углов 30, 60 и 70° во всех случаях меньше значений для угла 80°.

Значения к.с.в.н. для углов 80 и 90° практически одинаковы. Это можно объяснить только наличием сильных отражений от средней поглощающей пластины (в основном, от ее торца). По-видимому, конфигурация поглощающих пластин прибора (рис. 3) неоптимальна.

К.с.в.н. приборов желательно уменьшить до 1,12—1,15. Это позволит снизить требования к согласованию тракта при работе с ними. Отдельные приборы, например 02; 04; 05 и 07, удовлетворяют этим требованиям.

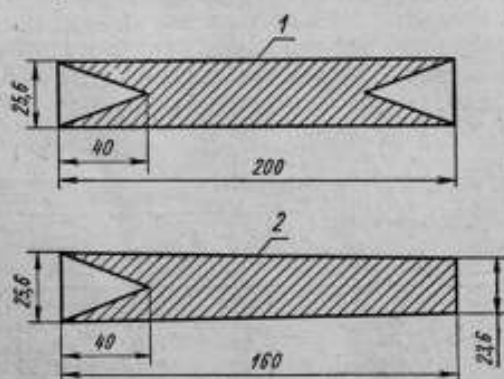


Рис. 3. Форма поглощающих пластин прибора: 1 — средняя пластина; 2 — боковая пластина (поглощающий слой заштрихован)

но получить такие значения к.с.в.н. для всех приборов пока не удалось.

Начальное затухание

Под начальным затуханием понимают затухание, вносимое в тракт прибором, установленным в положении минимального затухания при $\Theta = 0^\circ$, (Θ — угол поворота средней секции прибора). Начальное затухание аттенуаторов поляризационного типа тем меньше, чем мень-

ше влияющие таких неблагоприятных факторов, как возбуждение высших типов волн, несовпадение плоскостей поглощающих пластин, непараллельность первой и третьей поглощающих пластин, наличие внутренних отражений, потери в дроссельных сочленениях и т. п. Поэтому малое затухание не только делает прибор более удобным в эксплуатации, но и характеризует качество изготовления прибора. Из табл. 3 видно, что начальное затухание мало зависит от рабочей частоты.

Таблица 3

Обозначение прибора	Частота, Мгц				
	8300	8700	9200	10500	11500
	Начальное затухание, дБ				
А	0,30	0,25	0,25	0,20	0,25
Б	0,30	0,15	0,25	0,15	0,40
08	0,45	0,30	0,40	0,25	0,35
10	0,30	0,35	0,30	0,30	0,30

Таблица 4

Обозначение прибора	01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	А	Б
	$A_{нач}$	0,2	0,2	0,1	0,2	0,4	0,2	0,2	0,35	0,3	0,3	0,25
A_{max} дБ	>76	80	81	80	>75	>76	>76	94	88	104	62	78

По некоторым соображениям (в основном, аппаратного порядка) его значение у остальных приборов измерялось на частоте 11500 Мгц. Погрешность измерения составляет $\pm 0,1$ дБ. Результаты измерений приведены в табл. 4, где $A_{нач}$ — значения начального затухания; A_{max} — значения максимального затухания в децибелах, измеренного на частоте 8300 Мгц.

Начальное затухание аттенюаторов не превышает 0,5 дБ.

Максимальное затухание и качество экранировки

Для прецизионного поляризационного аттенюатора необходимо получить возможно большее максимальное затухание, так как чем больше максимальное затухание, тем в большем диапазоне затуханий обеспечивается достаточно точное соблюдение теоретической зависимости величины затухания от угла поворота*:

$$A_{z0} = -40 \lg \cos \theta. \quad (1)$$

Максимальное затухание снижают следующие факторы: возбуждение эллиптически поляризованных волн, непараллельность плоскостей первой и третьей поглощающих пластин, плохая экранировка (излучение из прибора), недостаточная длина или поглощающая способность пластин и т. д.

* В дальнейшем будем применять выражения «теоретическая зависимость» и «теоретический график».

Измерение максимального затухания производилось на установке Д 1—2 двумя ступенями, что давало возможность измерять затухание до 110—115 дБ. Первоначально, исходя из предположения, что максимальное затухание монотонно растет с рабочей частотой, ограничивались его измерением на низшей частоте диапазона. Более поздние измерения, результаты которых приведены в табл. 5, показывают, что, например, прибор 10 не подчиняется этой зависимости.

Таблица 5

Обозначение прибора	Частота, МГц				
	8300	8700	9200	10500	11500
08	94	—	96	95	—
09	88	101	107	103	115
10	104	104	109	98	95
А	—	62	65	—	—
Б	—	78	79	—	—

Для обеспечения высокого качества работы attenuатора максимальное затухание достаточно знать с точностью порядка $\pm (3-5)$ дБ, поэтому при выпуске приборов из производства максимальное затухание достаточно измерить на одной частоте рабочего диапазона. Одновременно с измерением максимального затухания оценивалось качество экранировки прибора. Приборы практически не излучают. Мешающий сигнал, по крайней мере, на 20 дБ ниже полезного при установке прибора на максимальное затухание. Необходимо заметить, что при небрежной сборке тракта возможно излучение через входной фланец прибора и фланец генератора. Табл. 4 и 5 показывают, что максимальное затухание приборов, как правило, больше 75 дБ.

Рабочий диапазон затуханий

Рабочим диапазоном затуханий считается диапазон, в котором соблюдается формула (1). Он определяется по эмпирической формуле:

$$A_{\text{раб. max}} = A_{\text{max}} - 25 \text{ дБ}, \quad (2)$$

где $A_{\text{раб. max}}$ — максимальное рабочее затухание (верхняя граница диапазона затуханий);

A_{max} — максимальное затухание прибора.

Справедливость формулы (2) иллюстрируется рис. 4 и 5. На рис. 4 график построен для attenuатора А, имеющего аномально малую величину максимального затухания. Это дало возможность провести исследование на установке Д 1—2. График (рис. 5) относится к приборам 09 и 10, имеющим высокое максимальное затухание. Эти приборы были предварительно аттестованы до затухания 70 дБ на установке Д 1—2, а затем исследованы при больших затуханиях на экспериментальной установке, разработанной во ВНИИФТРИ коллективом под руководством Ф. Н. Петросяна. Оба графика построены с учетом частотных поправок, определенных в процессе аттестации приборов: все кривые совмещены друг с другом и с теоретической кривой на участке 0—30 дБ (рис. 4) и на участке 0—70 дБ (рис. 5). Графики свидетельствуют о том, что отклонение от теоретической кривой нарастает постепенно и

становится заметным на последних 20—25 дБ, что соответствует формуле (2). Так как максимальное затухание приборов лежит между 75 и 100—105 дБ, рабочий диапазон затуханий меняется от 50 до 80 дБ. Однако при больших затуханиях резко растет погрешность отсчета, поэтому рабочий диапазон ограничивается величиной 70 дБ.

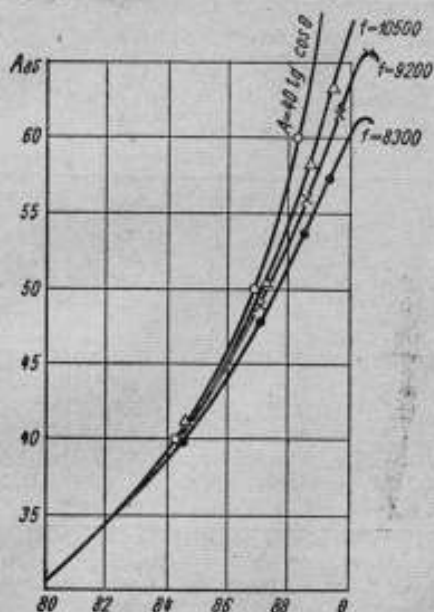


Рис. 4. Характер отклонений от теоретического закона при больших затуханиях

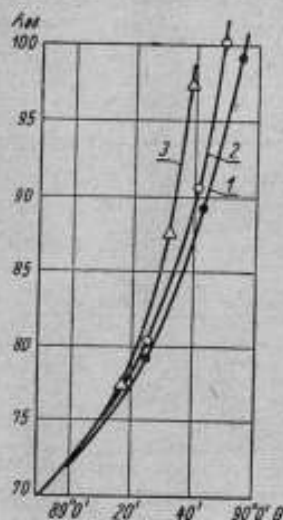


Рис. 5. Характер отклонений от теоретического закона при больших затуханиях:

1 — прибор 09; 2 — теоретическая кривая; 3 — прибор 10

Разрешающая способность шкалы

Максимальные расчетные значения погрешности из-за ограниченной разрешающей способности шкалы ($\pm 30''$) в зависимости от измеряемого затухания приведены на рис. 6. Ограниченная разрешающая способность шкалы вызывает разброс значения затухания при повторных установках аттенюатора на одно и то же деление шкалы. В табл. 6 приведены разбросы, получившиеся при аттестации. При затуханиях 50—70 дБ, где расчетный разброс больше, чем случайная погрешность измерения на установке Д1—2, получившиеся значения разбросов не превышают расчетных. Превышение фактических разбросов над расчетными при малых затуханиях объясняется случайной погрешностью Д1—2.

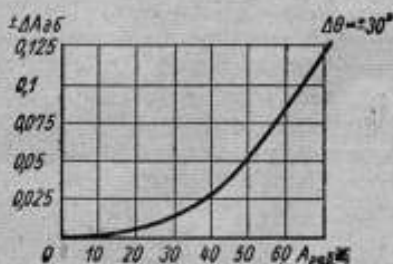


Рис. 6. Значение погрешности из-за ограниченной разрешающей способности шкалы

Таблица 6

Обозначение прибора	Значение затухания, дБ	Частота, Мгц				
		8300	8700	9200	10500	11500
06	10	0,02	—	0,02	0,03	0,02
	20	0,04	—	0,02	0,03	0,03
	30	0,03	—	0,04	0,02	0,02
	50	0,03	—	0,04	0,07	0,05
	70	0,25	—	0,10	0,20	0,02
09	10	0,03	0,01	0,02	0,02	0,02
	20	0,02	0,02	0,01	0,03	0,02
	30	0,03	0,06	0,02	0,01	0,02
	50	0,02	0,04	0,02	0,03	0,04
	70	—	0,20	0,08	0,02	0,10
10	10	0,03	0,06	0,03	0,05	0,03
	20	0,05	0,02	0,03	0,02	0,03
	30	0,02	0,01	0,02	0,06	0,01
	50	0,04	0,04	0,03	0,03	0,05
	70	0,14	0,06	0,07	0,15	0,04
А	10	0,05	0,03	0,02	0,02	0,04
	20	0,05	0,04	0,02	0,03	0,02
	30	0,03	0,02	0,02	0,01	0,03
	50	0,06	0,06	0,05	0,01	0,01

III. МЕТОДИКА АТТЕСТАЦИИ И ПОГРЕШНОСТЬ ПРИБОРОВ

Аттестация приборов проводилась в два этапа.

Первый этап состоял в измерении к.с.в.н. начального и максимального затухания. По результатам измерений определялся рабочий диапазон затуханий. Дальнейшая аттестация считалась целесообразной, если прибор удовлетворял следующим нормам:

$$к. с. в. н. \leq 1,2;$$

$$A_{нач} \leq 0,5 \text{ дБ};$$

$$A_{max} > 75 \text{ дБ}.$$

Второй этап заключался в определении угловых поправок к теоретической кривой и составлении графика или таблицы, показывающих действительное положение точки минимального затухания на шкале прибора в зависимости от частоты. Эта работа проводилась на установке Д1—2. Ее цель: исключение погрешности из-за начального углового смещения шкалы, возникающего при сборке, и частотной зависимости прибора. Так как приборы не имеют специального механизма для юстировки шкалы, начальное угловое смещение может достигать до 1°. Аттестация проводилась на четырех частотах, равномерно распределенных по диапазону. На каждой частоте измерялось затухание в точках: 10; 20; 30; 40; 50 дБ и, если позволял диапазон рабочих затуханий, в точках 60 и 70 дБ. Измерение в каждой точке повторялось 5 раз. Во всех случаях измерения производились относительно начального затухания.

Затем определялась поправка для каждой точки и «средняя» поправка на данной частоте. «Средняя» поправка определялась по поправкам, полученным для одной-двух точек с максимальным затуха-

нием (60 и 70 дб или 40 и 50 дб), так как при больших затуханиях «цена» угловых отклонений, выраженная в децибелах, максимальна (табл. 7). Остальные точки являлись контрольными для предупреждения грубых ошибок и промахов (табл. 9 и 10). Поправки вычислялись по разности теоретического и измеренного затухания для данного угла поворота средней секции прибора.

Пример. Установлен угол $86^{\circ}47'$, соответствующий теоретически затуханию 50 дб. Измеренное затухание равно 49,8 дб, чему соответствует по формуле (1) угол $86^{\circ}44'$. Поправка равна

Таблица 7

Затухание, дб	Угол по шкале в минутах, соответствующий изменению затухания на		
	0,25 дб	0,12 дб	0,05 дб
5	55	27,5	13,75
10	33	16,5	8,25
20	16	8	4
30	9	4,5	2,25
40	5	2,5	1,25
50	3	1,5	0,75
70	1	0,5	0,25

$86^{\circ}47' - 86^{\circ}44' = +3'$. Знак «+» говорит о том, что прибор «занижает» и для установки нужного затухания надо повернуть среднюю секцию на угол больше теоретического, в данном случае на $86^{\circ}50'$.

В дальнейшем при работе с аттестованным прибором пользуются его теоретической зависимостью, вводя при установке нужного угла определенную при аттестации поправку и учитывая некоторые дополнительные погрешности. Иными словами, методика аттестации основана на том, что факторы, вызывающие появление частотной зависимости, смещают теоретический график параллельно самому себе, не искажая заметно его форму. Определим значение погрешности, приписываемой прибору. При этом будем различать два случая:

1) прибор работает на частотах, при которых производилась его аттестация;

2) прибор работает на любой частоте диапазона.

Во всех случаях будем говорить об основной погрешности, возникающей при работе прибора в согласованном тракте и при измерении затухания относительно начального.

А. Погрешность аттестации

Погрешность аттестации прибора складывается из погрешности установки Д1—2, погрешности рассогласования, возникающей при аттестации, и разбросов из-за ограниченной разрешающей способности шкалы прибора. Существенная особенность установки Д1—2 в том, что ее погрешность почти не зависит от величины измеряемого затухания в диапазоне 0—70 дб: случайная погрешность единичного измерения во всем этом участке доходит до $\pm 0,1$ дб; неисключенная систематическая погрешность принимает значения от +0,12 до -0,15 дб. Анализ табл. 6 показывает, что, как правило, случайная погрешность установки Д1—2 при единичном измерении не превосходит $\pm 0,06$ дб. Это значение используется при дальнейших подсчетах. Для перевода значений погрешностей, выраженных в децибелах, в угловые служит табл. 7. Значение погрешности рассогласования ΔA_p [2] определяется по формуле:

$$\Delta A_p = \pm 8,7 (\Gamma_r \Gamma_1 + \Gamma_n \Gamma_2 + \Gamma_r \Gamma_n Q^2), \quad (3)$$

где Γ_r — коэффициент отражения генератора;
 Γ_n — коэффициент отражения нагрузки;
 Γ_1 и Γ_2 — входной и выходной коэффициенты отражения аттенюатора;
 Q — коэффициент передачи аттенюатора.

При аттестации аттенюаторов к.с.в.н. со стороны входа и со стороны выхода аттенюатора не превышает 1,02. Поэтому $\Gamma_r = \Gamma_n = 0,01$. К.с.в.н. аттенюатора на начальном участке не превышает 1,10, на участке 20—40 дБ — 1,15 и при затухании 40—70 дБ — 1,20. Значения разбросов определялись по рис. 6. Результаты подсчета сведены в табл. 8.

Таблица 8

Источники погрешности	Рабочее затухание, дБ		
	20	40	70
Систематическая погрешность Д1—2, дБ	+0,12 -0,15	+0,12 -0,15	+0,12 -0,15
Случайная погрешность Д1—2, дБ	±0,06	±0,06	±0,06
Систематическая погрешность рассогласования, дБ	±0,01	±0,015	±0,02
Случайная погрешность прибора (разброс), дБ .	±0,01	±0,02	±0,12
Суммарная погрешность аттестации, дБ	±0,18	±0,20	±0,23
Угловая погрешность	±0°11'	±0°4'	±0°1'

Суммарная погрешность аттестации ΔA определена по формуле:

$$\Delta A = \pm \left(\sum \Delta A_i + \sqrt{\frac{\sum \delta_i^2}{n}} \right), \quad (4)$$

где ΔA_i — систематические погрешности;
 δ_i — случайные погрешности;
 $n = 5$ — число измерений в каждой точке.

Значение систематической погрешности Д 1—2 принималось округленно равным $\pm 0,15$ дБ. Суммарная погрешность аттестации мало зависит от величины затухания, поэтому можно пользоваться линейной интерполяцией, определяя ее при промежуточных затуханиях.

Из табл. 7 и 8 следует:

1) определение поправки с достаточной угловой точностью можно выполнить лишь при измерении затухания в диапазоне 50—70 дБ. Поэтому аттенюаторы с высоким максимальным затуханием и наибольшим диапазоном рабочих затуханий будут иметь при всех значениях рабочего затухания меньшую погрешность, чем аттенюаторы с минимально допустимым значением максимального затухания;

2) реальная погрешность приборов при измерении малых и средних затуханий меньше, чем подсчитанная в табл. 8 погрешность аттестации, так как поправка, определенная на участке 50—70 дБ с угловой погрешностью $\pm (1-3)'$, может быть, естественно, распространена с

той же угловой погрешностью и на начальный участок (так как теоретическая кривая смещается параллельно самой себе).

Для сравнения расчетных данных с экспериментальными в табл. 9 и 10 приведены результаты аттестации нескольких приборов. Табл. 9

Таблица 9

Обозначение прибора	Затухание, при котором определена поправка, дБ	Частота аттестации, МГц				
		8400	8900	9400	10000	11600
02	5	+18	+17	+12	+12	-10
	10	+12	+8	+8	+8	0
	20	+10	+8	+6	+7	+6
	30	+6	+7	0	+3	+6
	50	+4	+5	-1	-2	-2
	Средняя поправка	+5	+6	0	-1	0
03	5	+30	+18	+28	+3	+12
	10	+28	+16	-	0	+12
	20	+26	+30	+26	+16	+14
	30	+20	+17	+18	+8	+19
	50	+18	+18	+12	+5	+15
	Средняя поправка	+19	+18	+14	+6	+16
06	5	+12	+17	-30	-12	-13
	10	-5	+8	-	-12	-14
	20	-4	-3	-10	-2	-8
	30	-1	-5	-5	0	-4
	50	-7	-6	-7	-8	-9
	Средняя поправка	-6	-5	-6	-6	-8
07	5	-47	-46	-48	-72	-72
	10	-48	-32	-48	-40	-48
	20	-42	-42	-47	-48	-44
	30	-46	-46	-46	-46	-43
	50	-51	-49	-44	-43	-43
	Средняя поправка	-48	-48	-44	-44	-43

Таблица 10

Обозначение прибора	Затухание, при котором определялась поправка	Частота аттестации, МГц			
		8300	9200	10600	11600
08	10	+13	+5	+7	+13
	20	+13	+15	+7	+13
	30	+11	+16	+10	+11
	40	+13	+15	+10	+12
	50	+12	+14	+11	+12
	60	+13	+14	+11	+11
	70	+11	+13	+9	+10
	Средняя поправка	+12	+14	+10	+11
10	10	+3	+14	-3	+8
	20	0	+10	+2	+7
	30	+3	+10	+2	+10
	40	+4	+10	+5	+8
	50	+4	+11	+6	+9
	60	+5	+10	+6	+9
	70	+5	+12	+6	+10
	Средняя поправка	+5	+10	+6	+9

относится к приборам более раннего выпуска, табл. 10 к приборам, изготовленным по новой технологии.

Значения поправок в обеих таблицах даны в угловых минутах.

Сравним отклонения от принятого значения поправки (наибольшие для любой из частот аттестации) с рассчитанным значением погрешности аттестации. Результаты для всех приборов, за исключением прибора 01, для которого не сохранились подробные данные, приведены в табл. 11. При составлении таблицы опущен знак отклонения, даны лишь абсолютные значения в минутах.

Таблица 11

Затухание, дБ	Обозначения прибора											Допустимое расчетное отклонение
	02	03	04	05	06	07	08	09	10	А	Б	
5	13	14	12	20	24	29	—	—	—	—	—	35
10	9	11	11	14	13	16	9	5	9	14	20	24
20	8	12	9	8	4	6	3	3	5	6	5	11
30	6	4	4	10	6	2	2	2	4	4	5	7,5
40	—	—	—	—	—	—	1	0	1	—	2	4
50	2	2	2	2	2	3	1	1	1	—	2	3
60	—	—	—	—	—	—	1	0	0	—	—	2
70	—	—	—	—	—	—	1	1	2	—	—	1

Данные табл. 11 подтверждают выводы, сделанные на основании табл. 7 и 8, и свидетельствуют об отсутствии искажений теоретической кривой, выходящих за пределы ошибок, допускаемых при аттестации. Заметим, что во ВНИИФТРИ таким методом аттестовано более 40 поляризационных аттенюаторов с различными диапазонами частот и во всех случаях получены хорошие результаты.

Б. Определение основной погрешности аттенюаторов на частотах аттестации

Эта погрешность складывается из следующих составляющих: погрешности определения угловой поправки; погрешности из-за внутренних отражений в аттенюаторе; случайной погрешности прибора.

Угловая поправка определяется с погрешностью, не превышающей $\pm 1'$ для приборов с диапазоном 70 дБ и $\pm 3'$ — для приборов с диапазоном 50 дБ (табл. 7 и 8).

Внутренние отражения в приборе (на стыках средней и боковых секций) могут вызвать искажения теоретической кривой, и следовательно, увеличить его погрешность. Оценим предельное значение этой дополнительной погрешности для диапазона 20—70 дБ, т. е. для Θ от 71 до 89°. В этом диапазоне к.с.в.н. мало меняется и близок к 1,2. Можно считать, что к.с.в.н. прибора в этой области практически равен к.с.в.н. его средней пластины, а к.с.в.н. прибора при минимальном затухании практически близок к к.с.в.н. внутренних концов первой и третьей пластин и равен 1,06. Учтем также, что коэффициент передачи прибора в этой области очень мал, а прибор практически симметричен. Тогда формула (3) примет вид:

$$\Delta A_p = \pm 17,4 G_{1,3} \cdot G_2, \quad (5)$$

где $G_{1,3}$ — коэффициент отражения внутренних концов первой и третьей пластин;

G_2 — коэффициент отражения второй пластины.

При $\Gamma_{1,3} = 0,03$ и $\Gamma_2 = 0,09$ $\Delta A_p = \pm 0,05$ дБ. При затуханиях 0—20 дБ эта погрешность уменьшается из-за снижения к.с.в.н. средней пластины при уменьшении Θ . Однако, ввиду отсутствия достаточно полных экспериментальных данных, позволяющих проверить правильность определения погрешности приборов при измерении малых затуханий, на данном этапе значение $\pm 0,05$ дБ принято и для этого участка. Случайная погрешность приборов определяется по рис. 6. Подсчет основной погрешности приборов на частоте аттестации произведен в табл. 12. Все значения указаны в децибелах.

Таблица 12

	Рабочий диапазон затуханий, дБ							
	50				70			
Измеряемое затухание, дБ	20	30	40	50	20	40	50	70
Погрешность определения поправок	$\pm 0,05$	$\pm 0,10$	$\pm 0,15$	$\pm 0,21$	$\pm 0,01$	$\pm 0,05$	$\pm 0,10$	$\pm 0,23$
Погрешность из-за внутренних отражений	$\pm 0,05$	$\pm 0,05$	$\pm 0,05$	$\pm 0,05$	$\pm 0,05$	$\pm 0,05$	$\pm 0,05$	$\pm 0,05$
Случайная погрешность	$\pm 0,01$	$\pm 0,015$	$\pm 0,02$	$\pm 0,05$	$\pm 0,01$	$\pm 0,02$	$\pm 0,05$	$\pm 0,12$
Основная суммарная погрешность	$\pm 0,073$	$\pm 0,12$	$\pm 0,16$	$\pm 0,225$	$\pm 0,05$	$\pm 0,073$	$\pm 0,13$	$\pm 0,26$

Поскольку частные погрешности независимы, их суммирование производилось под корнем квадратным.

Таблица 13

Установленное по шкале затухание, дБ	Измеренное затухание прибора, дБ		
	08	09	10
1,0	1,0	0,99	1,04
2,0	2,0	2,04	1,97
5,0	4,98	5,01	4,97
10,0	9,95	10,05	9,9

Для проверки правильности оценки значения суммарной погрешности приборов на начальном участке их затухание измерялось с помощью термисторного измерителя мощности. Затухание устанавливалось с учетом поправок, определенных при аттестации. Погрешность измерения составляла около $\pm 0,1$ дБ. Измерение выполнено для приборов 0,8; 0,9 и 10, имеющих меньшую расчетную погрешность. Результаты приведены в табл. 13. Кроме этого, приборы 08 и 10 были сличены методом замещения с прибором 09, принятым за образцовый. Сличение проводилось от уровня 20 дБ. Погрешность сличения, определенная обычным методом [1] при к.с.в.н. = 1,10, не превышает $\pm 0,06$ дБ. Результаты приведены в табл. 14.

Таблица 14

Установленное по шкале затухание, дБ	Измеренное затухание, дБ		Отклонение	
	Прибор 08	Прибор 10	Прибор 08	Прибор 10
2	2,05	2,05	+0,05	+0,05
4	4,02	4,02	+0,02	+0,02
6	6,02	5,95	+0,02	-0,05
8	8,02	8,00	+0,02	0
10	10,10	10,05	+0,10	+0,05
12	12,07	12,05	+0,07	+0,05
14	14,07	13,98	+0,07	-0,02
16	16,10	15,99	+0,10	-0,01
18	18,09	18,13	+0,09	+0,13
20	20,10	20,12	+0,10	+0,12

Эти эксперименты не могут однозначно подтвердить данные расчета погрешности приборов на начальном участке, так как их точность для этого недостаточна. Однако данные эксперимента достаточно хорошо согласуются с расчетом: отклонения от номинального затухания, как правило, не превышают для градуировки с помощью термисторного моста

$$\Delta A_1 = \pm \sqrt{\Delta A_m^2 + \Delta A_A^2} = \pm 0,12 \text{ дБ}, \quad (6)$$

для градуировки методом замещения

$$\Delta A_2 = \pm \sqrt{\Delta A_A^2 + \Delta A_0^2 + \Delta A_c^2} = \pm 0,11 \text{ дБ}, \quad (7)$$

где ΔA_A — расчетная погрешность градуируемого прибора $\pm 0,073$ дБ;
 ΔA_0 — расчетная погрешность образцового прибора $\pm 0,05$ дБ;
 ΔA_m — расчетная погрешность термисторного моста $\pm 0,1$ дБ;
 ΔA_c — расчетная погрешность метода сличения $\pm 0,06$ дБ.

В. Определение основной погрешности при работе на любой частоте рабочего диапазона

Погрешность аттенюатора при работе на любой частоте рабочего диапазона увеличивается, так как при составлении графика поправок всего по четырем точкам неизбежно допускается погрешность тем большая, чем больше частотная зависимость прибора. В табл. 15 приведены данные об изменении значения поправки по диапазону частот в минутах. Значения частот округлены с целью объединения в одной таблице данных для одиннадцати приборов. Изменение поправки по диапазону частот не превосходит $10'$ для аттенюаторов с диапазоном рабочих затуханий 50 дБ и $5'$ — для аттенюаторов с диапазоном 70 дБ.

Значение погрешности определения поправки по графику на любой частоте определялось следующим образом: проводилась дополнительная аттестация приборов на нескольких частотах, расположенных между частотами аттестации. Погрешность определялась как разность между значениями поправок, определенными по графику и при дополнительной аттестации. Поскольку погрешность аттестации равна $\pm 1'$ на уровне 70 дБ, $\pm 2'$ на уровне 60 дБ, $\pm 3'$ на уровне 50 дБ и $\pm 7'$ на уровне 30 дБ, можно не учитывать частотную зависимость приборов 02; 04; 06; 07; А; Б; 09 и считать, что для них погрешность измерения затухания на любой частоте практически равна погрешности измерения

Таблица 15

Обозначение прибора	Диапазон затуханий, дБ	Частота аттестации, Мгц				Наибольшее изменение поправки по диапазону	Наибольшее изменение поправки между соседними частотами аттестации
		8300	9300	10500	11500		
02	50	+ 5	0	- 1	0	6	5
03	50	+19	+14	+ 6	+16	13	10
04	50	+ 6	5	+ 4	0	6	4
05	50	+ 6	+ 8	- 1	+ 2	9	9
06	50	- 6	- 6	- 6	- 8	2	2
07	50	-48	-44	-44	-43	5	4
A	30	-13	-17	-18	-22	9	4
B	50	-10	- 6	- 6	- 5	5	4
08	70	+12	+14	+10	+11	4	4
09	60	+ 2	+ 4	+ 2	+ 4	2	2
10	70	+ 5	+10	+ 6	+ 9	5	5

затухания на частоте аттестации. Результаты определения этой погрешности для приборов 03 и 10, имеющих наибольшую частотную зависимость, приведены на рис. 7. Дополнительная погрешность не превышает $\pm 1'30''$ для прибора 10. Для прибора 03 с диапазоном 50 дБ отклонения меньше погрешности аттестации и могут не учитываться. Вычислим для худшего случая основную погрешность приборов с рабочим диапазоном 70 дБ при измерении затухания на любой частоте рабочего диапазона. Результаты вычисления в децибелах приведены в табл. 16.

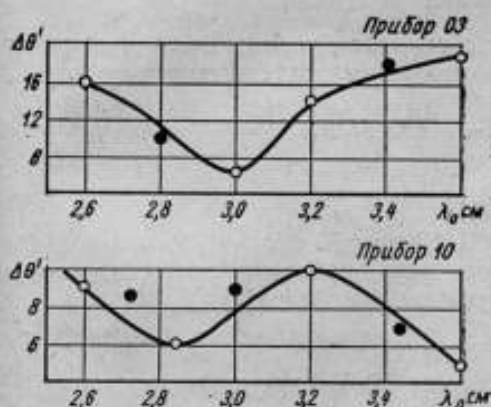


Рис. 7. Дополнительная погрешность из-за наличия частотной зависимости
 ○ — данные аттестации ● — данные проверки



Рис. 8. Полная погрешность приборов

Суммирование частных погрешностей также произведено под корнем квадратным. Сопоставляя данные табл. 12 и 16 можно убедиться, что полная погрешность приборов с рабочим диапазоном 50 и 70 дБ на участке 0—50 дБ, примерно, одинакова. Это не противоречит выводам, сделанным ранее, о большей точности приборов с рабочим диапазоном 70 дБ, так как табл. 16 относится к худшим приборам.

Данные табл. 12 и 16 можно аппроксимировать следующим выражением для полной погрешности приборов:

- $\Delta A \leq \pm 0,07 \text{ дБ}$ — на начальном участке;
 $\Delta A \leq \pm 0,005 A \text{ дБ}$ — на участке 15—50 дБ;
 $\Delta A \leq \pm [0,25 + 0,0125 (A - 50)]$ — на участке 50—70 дБ,

где A — устанавливаемое затухание, дБ.

Степень совпадения с расчетом иллюстрирует рис. 8. Отдельные приборы с диапазоном затуханий 70 дБ имеют следующие значения погрешности:

- $\Delta A \leq \pm 0,05 \text{ дБ}$ — на начальном участке;
 $\Delta A \leq \pm 0,003 A \text{ дБ}$ — на участке 17—50 дБ;
 $\Delta A \leq \pm [0,15 + 0,006 (A - 50)] \text{ дБ}$ — на участке 50—70 дБ.

Таблица 16

Источники погрешности	Измеряемое затухание			
	20	40	50	70
Суммарная погрешность на частоте аттестации	$\pm 0,05$	$\pm 0,073$	$\pm 0,13$	$\pm 0,26$
Дополнительная частотная погрешность	$\pm 0,015$	$\pm 0,075$	$\pm 0,15$	$\pm 0,4$
Основная погрешность приборов . .	$\pm 0,06$	$\pm 0,11$	$\pm 0,20$	$\pm 0,48$

Заключение

В результате проделанной работы доказана возможность мелкосерийного выпуска прецизионных поляризационных аттенюаторов со следующими параметрами:

- 1) рабочий диапазон частот 8300—11500 Мгц;
- 2) к.с.в.н $\leq 1,20$;
- 3) начальное затухание $\leq 0,5 \text{ дБ}$;
- 4) максимальное затухание $> 75 \text{ дБ}$;
- 5) рабочий диапазон затуханий 50, 60 или 70 дБ;
- 6) погрешность на любой частоте при работе в согласованном тракте (относительно начального затухания) не более:
 $\pm 0,07 \text{ дБ}$ — на начальном участке;
 $\pm 0,005 A \text{ дБ}$ — на участке 15—50 дБ;
 $\pm [0,25 + 0,0125 (A - 50)]$ — на участке 50—70 дБ.

В работе по конструированию, наладке и аттестации приборов принимали участие сотрудники ВНИИФТРИ: Иванов В. И., Кюльян Н. Д., Канель Л. З., Малютин Е. К., Петросян Г. Г., Леонова Л. Ф., Березкина Е. И., Осипова М. М., Работинский Ю. А.

ЛИТЕРАТУРА

1. Брянский Л. Н. Поглощающие волноводные ослабители миллиметрового диапазона волн и методы их градуировки. Труды институтов Комитета, вып. 44 (104), Стандартгиз, 1960.
2. Герценштейн М. Е. и Брянский Л. Н. Погрешности ослабителя вследствие рассогласования в тракте сверхвысоких частот. Измерительная техника, № 1, 1956.
3. Дж. К. Саусворт. Принципы и применение волноводной передачи, «Советское радио», 1955.

«Поступила 15 ноября 1961 г.

К ПРИМЕНЕНИЮ ДВУСТУПЕНЧАТОЙ ГРАДУИРОВКИ В СУПЕРГЕТЕРОДИННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЯХ ОСЛАБЛЕНИЯ

Предлагается производить измерения ослаблений более 70—80 дБ на супергетеродинных установках двумя ступенями, что позволяет повысить точность и диапазон измерений, и приводится подсчет погрешностей измерений.

Супергетеродинные измерители ослаблений обычно имеют динамический диапазон 70—80 дБ. Он определяется, с одной стороны, максимально допустимым значением мощности сигнала на входе измерителя, с другой стороны, — его входными шумами.

Ниже показано, что измерение больших ослаблений (60—80) дБ рационально проводить двумя ступенями. При этом повышается точность измерений и одновременно расширяется диапазон измерителя до 110—115 дБ.

Градуировка двумя ступенями проводится в следующей последовательности: с помощью аттенюатора генератора сигнала (или дополнительного аттенюатора) устанавливают такую выходную мощность генератора сигнала, чтобы кристаллический смеситель заведомо работал в линейном режиме (сигнал не более 1 мквт) и градуируют аттенюатор до 30—40 дБ в зависимости от величины затухания, введенного аттенюатором генератора сигнала. После калибровки первых 40 дБ, аттенюатор генератора сигнала выводится и продолжают градуировку второй ступенью от точки 40 дБ, используя весь динамический диапазон измерителя.

Погрешности измерения при двуступенчатой градуировке отличаются от погрешностей измерения при градуировке одной ступенью следующими особенностями:

1. Исключается погрешность из-за нелинейности смесителя, так как уменьшается максимальная мощность, подаваемая на него.

2. При измерении ослаблений до 100 дБ исключается погрешность из-за собственных шумов измерителя.

3. Суммарная случайная погрешность увеличивается и достигает значения

$$\delta = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2},$$

где δ_1 — случайная погрешность измерения при градуировке первой ступенью;

δ_2 — случайная погрешность измерения при градуировке второй ступенью.

4. Систематические погрешности, обусловленные образцовым аттенюатором, нестабильностью частоты генераторов с.в.ч., измерителем ослаблений и отражениями, складываются по закону сложения систематических погрешностей.

5. При двуступенчатой градуировке возникают дополнительные требования к качеству согласования элементов схемы: кроме обычных хорошо согласованных развязывающих аттенюаторов, требуется иметь

Источники погрешностей	Измеряемое ослабление, дБ			
	одной ступенью		двумя ступенями	
	30—40	80	80	110
Случайных				
Образцовый аттенуатор	0,01	0,01	0,014	0,014
Входные шумы	—	0,05	—	0,05
Нестабильность источников питания	0,01	0,01	0,014	0,014
Нестабильность частоты	0,02	0,02	0,028	0,028
Систематических				
Образцовый аттенуатор	±0,01	±0,03	±0,02	±0,041
Нелинейность смесителя	—0,01	—0,1	—0,01	—0,01
Отражения	±0,03	±0,03	±0,06	±0,06
Нестабильность частоты	±0,015	±0,015	±0,02	±0,02
Суммарная случайная погрешность (среднеквадратичное отклонение ряда измерений)	0,025	0,055	0,035	0,060
Суммарная систематическая погрешность (предельные значения)	±0,035 —0,030	+0,06 —0,14	±0,083 —0,093	±0,10 —0,09

хорошее согласование генератора со стороны выхода и смесителя. Применение ферритовых вентилях вместо активных развязок является особенно удобным при двуступенчатой градуировке, так как отпадает необходимость в использовании согласующих трансформаторов.

Воспользовавшись работой Л. А. Биргера, можно подсчитать составляющие погрешности супергетеродинного измерителя ослаблений типа Д 1—2 при калибровке двумя ступенями. Результаты подсчета даны в виде дополнения к таблице составляющих погрешности этого прибора, приведенной в указанной работе. Для упрощения подсчета принято, что погрешности измерения ослабления 30 дБ совпадают с погрешностями измерения ослабления 40 дБ.

Следует отметить, что при увеличении динамического диапазона измеряемых ослаблений при калибровке двумя ступенями до 110—115 дБ требования на экранировку генераторов и измерительного приемника остаются теми же, что и при одноступенчатой калибровке до 80 дБ.

Выводы

1. При использовании двуступенчатой калибровки решается задача измерения затуханий порядка 110 дБ с высокой точностью.
2. Рассмотренная методика применима лишь для аттенуаторов, выполненных в виде отдельных приборов.
3. Методика двуступенчатой калибровки может быть реализована на супергетеродинных измерителях ослаблений типа Д 1—1 и Д 1—2 и им подобных.

ЛИТЕРАТУРА

Л. А. Биргер. Погрешности измерения ослаблений супергетеродинным методом. Труды институтов Комитета, вып. 44 (104), Стандартгиз, 1960.

Поступила 15 ноября 1961 г.

И. К. Поздняков
ВНИИМ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ФАЗОМЕТРОВ МЕТОДОМ САМОПРОВЕРКИ

В статье рассматривается возможность определения погрешности измерения фазометров без применения образцовых мер методом самопроверки путем определения погрешностей, возникающих при равных и постоянных уровнях напряжений, между которыми измеряется разность фаз.

За последние годы разработано много фазометров и опубликовано большое количество работ в области фазометрии. Однако, достигнутая точность измерения разности фаз не удовлетворяет запросам радиоэлектроники. Достигнуть более высокие точности мешает отсутствие надежной методики определения погрешности измерения.

Большинство авторов приводят параметры, характеризующие погрешность измерения, вообще не оговаривая методики ее определения. Специальных работ на эту тему нет. Известно несколько статей, уделяющих некоторое внимание отдельным вопросам определения погрешности.

В немногочисленных попытках оценить погрешность на основе объективных критериев имеется два направления.

Первое — чисто аналитическая оценка. В этом случае погрешность рассчитывают и определяют как функцию крутизны частотно-фазовых характеристик и нестабильности частоты, фазовых флуктуаций отдельных узлов схемы и т. д. Естественно, что значения погрешностей, найденные расчетным путем и не подтвержденные экспериментом, не могут считаться достоверными.

Второе направление — определение погрешностей путем сличения с образцовыми мерами — связано с трудностью аттестации самих образцовых мер. До настоящего времени нет ни одной образцовой меры, аттестованной по фазовому углу метрологическими организациями.

Представляется целесообразной попытка оценить погрешность фазовых измерений каким-либо другим методом. Таким методом может служить самопроверка, позволяющая обходиться без образцовых мер.

Отдельные элементы самопроверки широко применяются разработчиками фазометров. Известен, например, способ градуировки, состоящий в последовательном делении шкалы на 2^n частей. Применяется также деление шкалы фазометра путем вмещения в «период» нескольких одинаковых фазовых сдвигов. Эти способы позволяют определять систематические погрешности только частично. Неточность, допускаемая при их использовании, насколько известно, не оценена. Во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева разработана методика определения погрешностей фазометров, свободная от этих недостатков.

Большой объем материала не позволяет рассмотреть в одной

статье весь комплекс методов самопроверки фазометров. Определению погрешностей, появляющихся из-за непостоянства амплитуд входных напряжений, должно быть посвящено самостоятельное исследование. По этим же соображениям опущена часть выкладок второстепенной важности.

ОТНОСИТЕЛЬНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ И САМОПРОВЕРКА

Многие вопросы, связанные с определением погрешностей измерения, решаются по-разному, в зависимости от того, является ли данная величина основной или производной. Относительные величины (к числу которых принадлежит и фазовый угол) могут быть причислены как к основным, так и к производным. Характерным примером может служить плоский угол.

С одной стороны, единица плоского угла рассматривается как производная от основных единиц с размерностью $[L^1 \cdot L^{-1}]$. [1].

С другой стороны, единица плоского угла приводится в числе основных, причем подчеркивается «совершенная независимость» углов [2].

Разность фаз также можно считать или производной, или основной величиной. Если единицу фазового угла считать производной, то, применив одно из возможных выражений

$$\varphi = \frac{t_2}{T} \quad (1)$$

(t_2 — задержка одного сигнала относительно другого; T — длительность периода), получим формулу ее размерности:

$$[\varphi] = [T^1 \cdot T^{-1}], \quad (2)$$

Здесь единица фазового угла определяется через отношение двух величин с размерностью времени. Если измерение периода T (частоты следования ω) не вызывает особых трудностей, то измерение задержки сигналов t_2 не удается осуществить с высокой точностью. Делались попытки косвенного измерения t_2 путем непосредственного измерения элементов R , C и L систем, создающих эту задержку. Известны и другие направления в этой области. Но ни один из путей, основанных на определении фазовых углов через другие величины, пока к осуществлению эталона не привел.

Если единицу фазового угла рассматривать как основную независимую единицу, то осуществление эталона фазового угла становится излишним. Естественные эталоны — фазовые сдвиги 0 и 360° всегда имеются в распоряжении. Ниже будет показано, что опираясь на эти сдвиги и используя ряд соотношений, специфических для разности фаз, погрешность измерения фазометров можно определить, не применяя иных образцовых мер фазового угла. Этот путь, как и термин «самопроверка» [2], не является чем-то новым в метрологии. Так, аттестация многогранной призмы, стоящей во главе отечественной поверочной схемы угломерной аппаратуры, осуществлялась методами самопроверки. Под самопроверкой принято понимать исследование неравномерности отдельных частей шкалы, представляющей собой некоторый замкнутый контур. Такое определение представляется несколько суженным и в данной работе под самопроверкой понимается метрологическая операция определения погрешностей (поправок) без применения специально изготовленных образцовых мер.

Фазометрическая аппаратура, отвечающая определенным требованиям, допускает самопроверку в этом смысле.

КЛАССИФИКАЦИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ

При сличении поверяемого прибора с образцовой мерой погрешность измерения определяется простым выражением:

$$\varepsilon = I_n - I_{об}, \quad (3)$$

где ε — погрешность;

I_n — показания поверяемого прибора;

$I_{об}$ — значение образцовой меры.

Выражение (3), справедливое для любой измеряемой величины, обеспечивает полное определение погрешности.



Рис. 1. Классификация погрешностей фазометров при постоянных и равных уровнях входных напряжений на фиксированной частоте

При использовании методов самопроверки вопрос значительно усложняется. Во-первых, методы самопроверки могут быть применены только к приборам, измеряющим относительные величины. Во-вторых, основанные на соотношениях, характерных лишь для данной измеряемой величины и конкретной схемы измерительного прибора, эти методы не могут быть едиными для всех относительных величин. В-третьих, использование некоторых соотношений может обеспечить только частичное определение погрешности. В этом случае определение других составляющих погрешности должно основываться на иных зависимостях. Это приводит к тому, что комплекс методов самопроверки может оказаться неполным, и какая-то часть погрешности останется неопределенной. С другой стороны, различные методы самопроверки могут перекрывать друг друга, а определенные с их помощью составляющие погрешности будут содержать какую-то общую часть. В первом случае суммарная погрешность окажется заниженной, во втором — завышенной.

Во избежание этого, необходимо четко разделить погрешность на группы, не перекрывающие друг друга.

Естественно, что разделение погрешностей должно вестись так, чтобы все полученные составляющие могли бы быть определены каким-либо способом. Соответствующая классификация погрешностей измерения фазометров приводится на рис. 1. Погрешности классифицированы здесь по характеру их проявления.

Систематические погрешности. Суммарная систематическая погрешность Θ , возникающая при неизменной частоте и равных и постоянных уровнях входных напряжений, разделяется на две части: зависящую от значения измеряемого фазового сдвига часть Θ_z и не зависящую Θ_n :

$$\Theta = \Theta_z + \Theta_n. \quad (4)$$

Погрешность Θ_s можно, в свою очередь, разделить на две составляющие: на изменяющуюся по линейному закону Θ_s и изменяющуюся по нелинейному закону Θ_n :

$$\Theta_s = \Theta_n + \Theta_s. \quad (5)$$

Подставляя (5) в (4) получим:

$$\Theta = \Theta_n + \Theta_s + \Theta_n. \quad (6)$$

Рассмотрим подробнее эти составляющие, которые для простоты будем называть «нелинейная погрешность», «линейная погрешность» и «постоянная погрешность». Для обозначения погрешности, соответствующей какому-нибудь определенному фазовому углу в скобках, будем добавлять к индексу значение этого угла.

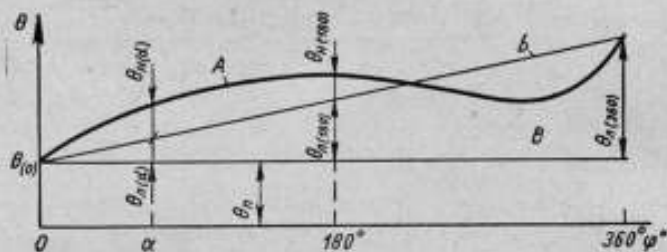


Рис. 2. Разделение систематических погрешностей на составляющие

Зависимость Θ от измеряемого угла (в общем случае) изображается некоторой кривой *A* (рис. 2). Прямая *B* соединяет ординаты 0 и 360° . Прямая *B'* проведена параллельно оси абсцисс через ординату 0. Такое дополнительное построение разбивает погрешность на части, соответствующие уравнению (6). Отклонение кривой *A* от прямой *B* представляет собой нелинейную погрешность:

$$\Theta_n = F(\varphi). \quad (7)$$

Форма функции $F(\varphi)$ может быть самой разнообразной и требует своего определения в каждом конкретном случае.

Расстояние между прямыми *B* и *B'* представляет собой линейную погрешность Θ_s . Как следует из рис. 2

$$\Theta_{s(\varphi)} = C \cdot \varphi.$$

Коэффициент

$$C = \frac{\Theta_{s(\alpha)}}{\alpha}, \quad (8)$$

где α — произвольный фазовый угол, а $\Theta_{s(\alpha)}$ — соответствующая ему величина линейной погрешности. В частности:

$$\Theta_{s(\varphi)} = C \cdot \varphi = \frac{\Theta_{s(360)}}{360} \varphi. \quad (9)$$

Из рис. 2 следует, что суммарные погрешности, соответствующие фазовым углам 0, 180° и 360° , связаны соотношениями:

$$\Theta_{(360)} = \Theta_n + \Theta_{s(360)}, \quad (10)$$

$$\Theta_{(180)} = \Theta_n + \Theta_{s(180)} + \Theta_{n(180)}, \quad (11)$$

$$\Theta_0 = \Theta_n. \quad (12)$$

Все возможные виды систематических погрешностей с точки зрения характера их проявления исчерпываются тремя величинами выражения (6). Каждый из них может быть определен методами самопроверки. Методика их определения на какой-либо произвольно выбранной, фиксированной частоте, излагается в следующем разделе.

С изменением частоты все погрешности могут изменять свои значения. Поэтому весь цикл измерений должен проводиться на нескольких частотах диапазона с шагом, обеспечивающим выявление хода погрешности в функции частоты.

Случайные погрешности. Случайная погрешность δ фазометра, поправки которого определены методом самопроверки, может быть разделена на две составные части:

а) собственно случайная погрешность δ_1 , определяемая дестабилизирующими факторами при измерении разности фаз;

б) остаточная систематическая погрешность δ_2 , обусловленная случайными причинами при проведении цикла определения поправок.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СИСТЕМАТИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ

Показания поверяемого фазометра I связаны со значением измеряемого фазового сдвига φ зависимостью, которая для общего случая приводится на рис. 3 (кривая А). Если бы систематические погрешности измерения отсутствовали, то при равенстве масштабов осей I и φ эта зависимость изобразилась бы прямой пунктирной линией, проходящей через начало координат и наклоненной к осям под углом 45° . Постоянная погрешность Θ_n смещает эту прямую параллельно самой себе, линейная погрешность Θ_d изменяет угол наклона этой прямой и нелинейная погрешность Θ_n искривляет ее. Все три составляющих Θ_n , Θ_d и Θ_n могут быть определены без использования эталонных датчиков разности фаз.

Определение нелинейной погрешности. Выражение (4) применительно к случаю измерения разности фаз примет вид:

$$\Theta = I - \varphi.$$

Отсюда

$$I = \varphi + \Theta_n + \Theta_d + \Theta_n. \quad (13)$$

Крутизна S (кривая Б) зависимости I от φ , приведенная на рис. 3, в свою очередь, является функцией φ и может быть определена как первая производная (13):

$$S = (I)'_{\varphi} = 1 + (\Theta_d)'_{\varphi} + (\Theta_n)'_{\varphi}. \quad (14)$$

Определение Θ_n основано на том, что зависимость (14) может быть найдена экспериментальным путем, без применения каких-либо эталонов разности фаз.

Интегрирование этой зависимости позволяет определить сумму нелинейной и линейной погрешностей:

$$\Theta_{d(\varphi)} + \Theta_{n(\varphi)} = \left(\int_0^{\varphi} S d\varphi \right) - \varphi. \quad (15)$$

Практический способ определения погрешности Θ_n заменяет интегрирование суммированием. При этом значение нелинейной погрешности определяется для k дискретных фазовых углов $\varphi_{\Delta t}$, отстоящих друг от друга на величину $\beta = \frac{360}{k}$.

Число углов k в зависимости от разрешающей способности фазометра, хода кривой нелинейной погрешности и других факторов изменяется в реальных случаях от 10 до 70.

Нелинейная погрешность изображалась на рис. 2 ходом кривой A относительно прямой B . На рис. 4 прямая B совпадает с осью абсцисс, а кривая A воспроизводится в увеличенном масштабе. Ось φ в пределах $0-360^\circ$ разбита здесь на k участков, и в кривую A вписана

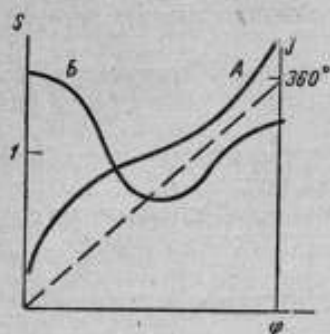


Рис. 3. Зависимость показания поверяемого фазометра I от значения измеряемого фазового сдвига φ (кривая A). Крутизна S этой кривой (кривая B)

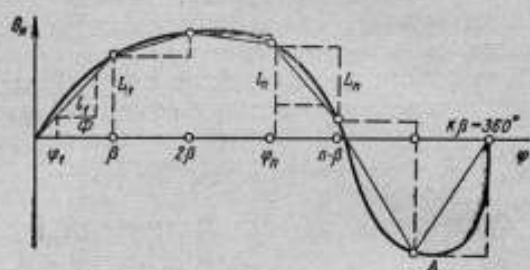


Рис. 4. Определение нелинейной погрешности

аппроксимирующая ее ломаная. Обозначим приращение погрешности Θ_n на каждом участке как L_i . Как видно из рисунка, значение нелинейной погрешности, соответствующее фазовому углу

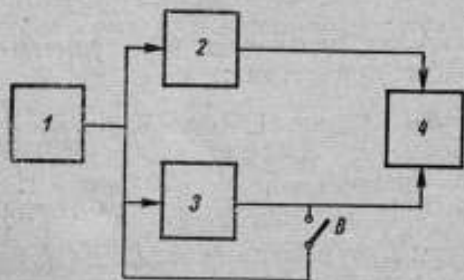


Рис. 5. Схема определения нелинейной погрешности:

1 — генератор; 2 — плавный некалиброванный фазовращатель постоянного фазового сдвига; 3 — некалиброванный фазовращатель постоянного фазового сдвига; 4 — фазометр

$$\varphi_{\Delta n} = \frac{360}{k} \cdot n = \beta \cdot n, \quad (16)$$

определяется равенством:

$$\Theta_{n(\beta \cdot n)} = \sum_{i=1}^n L_i. \quad (17)$$

Определение нелинейной погрешности ведется по схеме, приведенной на рис. 5. Плавным фазовращателем 2 в начале первого участка устанавливается некоторый фазовый сдвиг φ_1 . Выключатель В при этом замкнут.

Согласно (13) отсчет фазометров при этом определяется выражением:

$$I_{11} = \varphi_1 + \Theta_n + \Theta_{n(\varphi)} + \Theta_{n(\varphi)}. \quad (18)$$

После снятия отсчета I_{11} размыкаем выключателя В первоначальный фазовый сдвиг φ_1 увеличивается на величину Φ , вносимую фазовращателем 3. Величины φ_1 и Φ должны выбираться так, чтобы новый отсчет фазометра

$$I_{12} = \varphi + \Phi + \Theta_n + \Theta_{n(\varphi_1 + \Phi)} + \Theta_{n(\varphi_1 + \Phi)}. \quad (19)$$

снимаемый после размыкания выключателя В, оставался бы в пределах первого участка.

Учитывая (9), найдем M_1 как разность выражений (19) и (18):

$$M_1 = I_{12} - I_{11} = \Phi \frac{360 + \Theta_{\alpha(360)}}{360} + I_1,$$

где I_1 — приращение погрешности Θ_{α} при изменении аргумента от φ_1 до $\varphi_1 + \Phi$.

Продельвая аналогичные измерения на всех k участках шкалы φ , можно для каждого из них получить значение величины

$$M_i = I_{i2} - I_{i1} = \Phi \frac{360 + \Theta_{\alpha(360)}}{360} + I_i \quad (20)$$

или

$$I_i = M_i - \Phi \frac{360 + \Theta_{\alpha(360)}}{360}. \quad (21)$$

Отрезки L_i , I_i , Φ и $\beta = \frac{360}{k}$ образуют два подобных треугольника. Следовательно,

$$L_i = I_i \cdot \frac{360}{k\Phi}. \quad (22)$$

Подставляя (22) в (20) и результат в (17), получим

$$\Theta_{\alpha(\beta \cdot n)} = \frac{360}{k\Phi} \sum_{i=1}^n M_i - \frac{n}{k} (360 + \Theta_{\alpha(360)}). \quad (23)$$

Чтобы исключить из выражения (23) величину Φ , значение которой нам неизвестно, выразим ее через известные величины. С этой целью найдем по формуле (23) нелинейную погрешность, соответствующую фазовому углу 360° (при $n=k$):

$$\Theta_{\alpha(360)} = \Theta_{\alpha(\beta \cdot k)} = \frac{360}{k\Phi} \sum_{i=1}^k M_i - (360 + \Theta_{\alpha(360)}).$$

Но, согласно определению,

$$\Theta_{\alpha(360)} = 0.$$

Поэтому

$$\Phi = \frac{360}{360 + \Theta_{\alpha(360)}} \cdot \frac{\sum_{i=1}^k M_i}{k}. \quad (24)$$

Подставляя (24) в (23), получим:

$$\Theta_{\alpha(\beta \cdot n)} = (360 + \Theta_{\alpha(360)}) \left(\frac{\sum_{i=1}^n M_i}{\sum_{i=1}^k M_i} - \frac{n}{k} \right). \quad (25)$$

Принимая во внимание, что обычно $\Theta_{\alpha(360)} \ll 360$, окончательно найдем

$$\Theta_{\alpha(\beta \cdot n)} = 360 \left(\frac{\sum_{i=1}^n M_i}{\sum_{i=1}^k M_i} - \frac{n}{k} \right). \quad (26)$$

Определение линейной и постоянной погрешности. Выражение (8) определяет значение линейной погрешности для любого фазового угла по какому-либо одному известному значению этой погрешности. В частности,

$$\Theta_{\alpha(\varphi)} = \frac{\Theta_{\alpha(180)}}{180} \cdot \varphi.$$

Из (11) и (12) вытекает:

$$\Theta_{\alpha(180)} = \Theta_{\alpha(120)} - \Theta_{\alpha(0)} - \Theta_{\alpha(180)}.$$

Следовательно,

$$\Theta_{\alpha(\varphi)} = \frac{\Theta_{\alpha(120)} - \Theta_{\alpha(0)} - \Theta_{\alpha(180)}}{180} \cdot \varphi. \quad (27)$$

Значение $\Theta_{\alpha(120)}$ может быть получено из (26). Для нахождения значений $\Theta_{\alpha(0)}$ и $\Theta_{\alpha(180)}$ на входе фазометра необходимо установить фазовые сдвиги 0 и 180°.

Создание эталонного нулевого фазового сдвига обеспечивается подключением обоих входов фазометра к одной и той же точке внешнего источника напряжений. Если суммарная погрешность при этом оказывается положительной, отсчет фазометра будет близок к 0°. При отрицательном значении суммарной погрешности соответствующий отсчет будет близок к 360°. В ряде фазометров, предусматривающих измерение фазовых углов более одного периода, можно определить суммарную погрешность как для 0, так и для 360°. Во всяком случае, одна из величин Θ_{360} (10) или Θ_0 (12) всегда может быть определена.

Вторым опорным фазовым сдвигом является сдвиг 180°, который может быть установлен на входе фазометра методом «перекрестной коммутации».

Этот метод основан на следующих соображениях.

Допустим, что на вход фазометра поданы два напряжения с разностью фаз φ . При измерении этой величины прибор даст показание:

$$I_1 = \varphi + \Theta_{\alpha(\varphi)}. \quad (28)$$

Если изменить порядок подачи напряжений, т. е. напряжение, подававшееся ранее на первый вход, подать на второй, и наоборот, это будет эквивалентно установлению на входе прибора фазового сдвига 360° - φ . Новое измерение в этом случае даст величину:

$$I_2 = 360 - \varphi + \Theta_{\alpha(360-\varphi)}. \quad (29)$$

Постепенно меняя на входе фазометра фазовый сдвиг, можно добиться такого положения, чтобы отсчеты до и после коммутации имели бы одно и то же значение I_x .

Практически равенство отсчетов при перекрестной коммутации бывает возможным только при 180° — фазовом сдвиге на входе фазометра. Для доказательства этого допустим, что существует некоторый фазовый сдвиг φ_x , отличающийся от 180° на величину $\Delta\varphi$ и дающий при перекрестной коммутации один и тот же отсчет. Приравнивая правые части выражений (28) и (29) и применяя (6) и (9), найдем:

$$\begin{aligned} 360 - 2\varphi &= \Theta_{\alpha(\varphi)} - \Theta_{\alpha(360-\varphi)} + \Theta_{\alpha(\varphi)} - \Theta_{\alpha(360-\varphi)} = \\ &= \frac{\Theta_{\alpha(360)}}{360} (2\varphi - 360) - (\Theta_{\alpha(360-\varphi)} - \Theta_{\alpha(\varphi)}). \end{aligned} \quad (30)$$

Обозначим приращение нелинейной погрешности, соответствующее изменению фазового угла от φ до $360-\varphi$, т. е. на $2\Delta\varphi$, как

$$\Delta\theta_n = \theta_{n(360-\varphi)} - \theta_{n(\varphi)}$$

Опуская в (30) $\frac{\theta_{n(360)}}{360} (2\varphi - 360)$ как величину, пренебрежимо малую по сравнению с другими членами, получим:

$$2\Delta\varphi = -\Delta\theta_n$$

Из этого выражения следует, что углы, отличающиеся от 180° , могут при перекрестной коммутации давать один и тот же отсчет только в

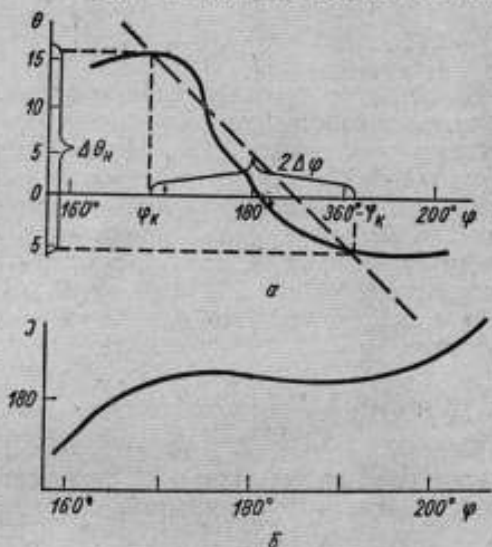


Рис. 6. Случай, когда перекрестная коммутация дает одинаковые отсчеты не только при 180° сдвиге на входе:

а — ход кривой нелинейной погрешности в районе 180° ;
б — зависимость отсчета от величины измеряемого фазового угла в районе 180°

том случае, если кривая нелинейной погрешности в районе 180° имеет вид, приведенный на рис. 6а. Кривая зависимости отсчета I от значения измеряемого фазового угла φ для этого случая приведена на рис. 6б. Как видно, при этом фазометр в районе 180° -градусного участка шкалы должен обладать зоной потери чувствительности, т. е. участком шкалы, в котором приращение измеряемого фазового угла не вызывает изменения отсчета. На практике такое явление встречается только в случае резкого изменения условий работы фазометра при переходе через 180° , например, в фазометрах, построенных по суммарно-разностному методу. В фазометрах, имеющих непрерывную шкалу от 0 до 360° , например, в ключевых, такие явления исключены.

Отсутствие резких изломов кривой нелинейной погрешности в районе 180° (рис. 6а), свидетельствует о том, что только при 180° -градусном фазовом сдвиге перекрестная коммутация может дать одинаковые отсчеты. Таким образом, при соблюдении этого условия

$$I_n = 180 + \theta_{(180)}$$

или

$$\theta_{(180)} = I_n - 180. \quad (31)$$

Подставляя (31) в (27), найдем:

$$\Theta_{\alpha(\varphi)} = \varphi \frac{I_k - 180 - \Theta_{(0)} - \Theta_{\alpha(180)}}{180};$$

$$\Theta_{\alpha} = \Theta_{(0)} \quad (32a)$$

Можно показать, что в том случае, когда вместо значения $\Theta_{(0)}$ удастся измерить значение $\Theta_{(360)}$, линейная и постоянная погрешности определяются системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \Theta_{\alpha(\varphi)} &= \frac{\Theta_{(360)} - I_k + 180 + \Theta_{\alpha(180)}}{180} \\ \Theta_{\alpha} &= 2(I_k - 180 - \Theta_{\alpha(180)}) - \Theta_{(360)} \end{aligned} \right\} \quad (32b)$$

Значения величин $\Theta_{(360)}$, $\Theta_{(0)}$ и I_k , входящие в правые части формул (32 а, б), получаются непосредственно из измерений, а значение $\Theta_{\alpha(180)}$ может быть рассчитано по формуле (26). Ниже будет показано, что при использовании формулой (26) число участков k , на которое разбивается шкала фазометра для обеспечения наилучшей точности, должно выбираться как можно меньшим. Для определения значения $\Theta_{\alpha(180)}$ достаточно разбить шкалу только на два участка: $0-180^\circ$ и $180-360^\circ$.

Поэтому для постановки в (32 а, б) значение $\Theta_{\alpha(180)}$ целесообразно находить специальным измерением, выбирая $k=2$ и $\varphi \approx 180^\circ$. В этом случае (26) примет вид:

$$\Theta_{\alpha(180)} = 360 \left(\frac{M_1}{M_1 + M_2} - \frac{1}{2} \right). \quad (33)$$

Определение суммарной систематической погрешности и контрольный метод. Суммарная систематическая погрешность определяется по формуле (6).

Для контроля правильности измерений можно также использовать метод перекрестной коммутации. Складывая почленно (28) и (29), получим:

$$I_1 + I_2 = 360 + \Theta_{(\varphi)} + \Theta_{(360-\varphi)}$$

или

$$\Theta_{(\varphi)} + \Theta_{(360-\varphi)} = I_1 + I_2 - 360. \quad (34)$$

Последовательно устанавливая на входе фазометра различные фазовые углы, значения которых принимаются равными отсчету, и производя при этом перекрестную коммутацию, можно найти ряд значений $\Theta_{(\varphi)} + \Theta_{(360-\varphi)}$ по формуле (34). Эти же суммы могут быть вычислены по формуле (6). Сопоставление обоих рядов позволяет судить о правильности измерений и расчета. На рис. 7 приведена кривая систематической погрешности одного из фазометров, обследованных методами самопроверки. Измерения проводились при равных уровнях входных напряжений. Постоянная Θ_{α} и линейная Θ_{α} погрешности здесь отсутствуют. Это объясняется тем, что в данном фазометре предусматривается компенсация Θ_{α} и «регулировка длины периода», приводящая к исключению Θ_{α} . Нелинейная погрешность рассчитывалась по формуле (26). Эти же данные послужили для расчета кривой А рис. 8. Кривая Б (рис. 8) построена по значениям $\Theta_{(\varphi)} + \Theta_{(360-\varphi)}$, полученным методом перекрестной коммутации. Обе кривые хорошо совпадают.

Таким образом, значение систематических погрешностей Θ_{α} , Θ_{α} и Θ_{α} могут быть найдены, что даст возможность вводить соответствующие

поправки в k точках шкалы фазометра. Для этого необходимо определить значения:

- 1) Θ_n методом суммирования приращений отсчетов по формуле (26) в k точках шкалы;
- 2) $\Theta_{n(180)}$ тем же методом по формуле (33);
- 3) $\Theta_{(0)}$ или $\Theta_{(360)}$, подключая оба входа фазометра к одной точке внешнего генератора;
- 4) I_k методом перекрестной коммутации;
- 5) Θ_n и Θ_n с помощью формул (32 а, б) по $\Theta_{(0)}$, $\Theta_{(360)}$, I_k и $\Theta_{n(180)}$ в k точках шкалы;
- 6) θ по формуле (6) в k точках шкалы.

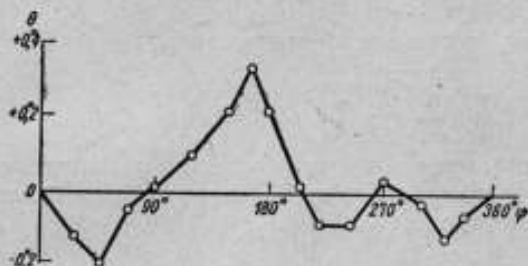


Рис. 7. Реальная кривая систематических погрешностей, снятая методом самопроверки

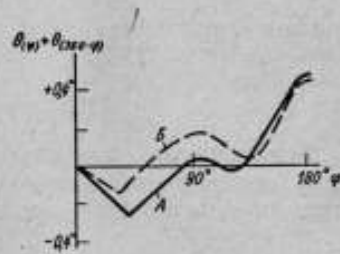


Рис. 8. Контроль правильности определения систематических погрешностей:

А — кривая $\Theta_\varphi + \Theta_{360-\varphi}$, построенная по данным рис. 7; Б — та же зависимость, снятая методом перекрестной коммутации

Для контроля правильности определения суммарной погрешности: по формуле (6) рассчитываются суммы $\Theta_{(\varphi)} + \Theta_{(360-\varphi)}$ для нескольких углов φ ;

эти же суммы $\Theta_{(\varphi)} + \Theta_{(360-\varphi)}$ для тех же углов определяются методом перекрестной коммутации по формуле (34) и производится сопоставление результатов, полученных обоими способами.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СЛУЧАЙНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ

Если при измерении вводятся поправки, определенные методами самопроверки, то предельная погрешность измерения равна:

$$\delta_{\max} = 3\delta = 3\sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2}. \quad (35)$$

Среднеквадратичные погрешности δ_1 и δ_2 характеризуют неточность фазометра и неточность определения поправок соответственно.

Значение среднеквадратичной погрешности δ_1 находится просто. Для ее определения достаточно провести большое количество измерений одного и того же фазового угла и обычным способом обработать полученный ряд измерений. Значение δ_2 определяется более сложным путем. Прежде чем приступить к выводу необходимых зависимостей, приведем некоторые соотношения из теории погрешностей.

Если величина y определяется формулой:

$$y = F(x_1, x_2, x_3 \dots x_n) \quad (36)$$

и при этом значения величин получаются прямыми измерениями, то y

называется косвенно измеряемой величиной. Теория погрешностей определяет среднеквадратичную погрешность δ_y , характеризующую неточность косвенного измерения так:

$$\delta_y = \sqrt{D_1^2 + D_2^2 + D_3^2 + \dots + D_n^2}. \quad (37)$$

Здесь $D_{1,2,\dots,i}$ — частные погрешности косвенного измерения, связанные с δ_i среднеквадратичными погрешностями следующим соотношением:

$$D_i = (y)'_{x_i} \delta_i. \quad (38)$$

В простейшем случае, когда

$$y = x_1 + x_2 + \dots + x_n, \quad (39)$$

среднеквадратичная погрешность косвенного измерения

$$\delta_y = \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_i^2}. \quad (40)$$

Если неточность, допускаемая при измерении всех величин x_i , одинакова и может быть выражена среднеквадратичной погрешностью δ_0 , то последнее выражение принимает вид:

$$\delta_y = \sqrt{n} \cdot \delta_0. \quad (41)$$

Выражения (36) — (41) справедливы и в том случае, если величины x_i в свою очередь, являются косвенно измеренными величинами.

Из сказанного следует, что систематические погрешности (поправки), определяемые методами самопроверки, могут рассматриваться как косвенно измеряемые величины.

При этом величины I_k , $\theta_{(0)}$, M_i и т. д. играют роль величин, значения которых получаются прямыми измерениями.

Так как суммарная систематическая погрешность определяется выражением (6):

$$\Theta = \Theta_n + \Theta_x + \Theta_p,$$

представляющим собой зависимость вида (39), на основании (40) можно записать:

$$\delta_\Theta = \sqrt{\delta_n^2 + \delta_x^2 + \delta_p^2}, \quad (42)$$

где δ_n , δ_x и δ_p — среднеквадратичные погрешности, характеризующие неточность определения Θ_n , Θ_x и Θ_p . Чтобы воспользоваться выражением (42), необходимо определить каждую из этих погрешностей.

Определение δ_n . Как следует из (23), нелинейная погрешность Θ_n определяется по приращениям отсчетов M_i . Величины M_i представляют собой разность двух отсчетов. Следовательно, среднеквадратичная погрешность δ_M , определяющая неточность измерения M_i , может быть выражена на основании (38) так:

$$\delta_M = \sqrt{2} \cdot \delta_1. \quad (43)$$

Каждое значение нелинейной погрешности Θ_n определяется по k и приращениям M_i . Из этого следует, что число частных погрешностей, определяющих величину δ_n , также равно k . Для нахождения всех k частных погрешностей необходимо продифференцировать выражение (26) по $M_1, M_2, \dots, M_m, \dots, M_k$:

$$(\Theta_{n(\beta-n)})_{M_m} = 360 \frac{\left(\sum_{i=1}^n M_i\right)'_{M_m} \cdot \sum_{i=1}^k M_i - \sum_{i=1}^n M_i}{\left(\sum_{i=1}^k M_i\right)^2}. \quad (44)$$

Не все k производных вида (44) равны друг другу, поскольку величина $(\sum_{i=1}^n M_i)_{M_m}'$, входящая в числитель (44), может принимать два значения. Если $m \leq n$, то

$$\left(\sum_{i=1}^n M_i\right)_{M_m}' = 1. \quad (45)$$

Если же дифференцирование производится по M_m , когда $m > n$, то

$$\left(\sum_{i=1}^n M_i\right)_{M_m}' = 0. \quad (46)$$

Подставим (45) в (44), находим выражение для первых n производных (при $m \leq n$):

$$(\Theta_{\alpha\beta \cdot n})_{M_m}' = 360 \frac{\sum_{i=1}^k M_i}{\left(\sum_{i=1}^k M_i\right)^2}. \quad (47)$$

Подставляя (46) в (44), получаем выражение для $k-n$ последних производных:

$$(\Theta_{\alpha\beta \cdot n})_{M_m}' = 360 \frac{-\sum_{i=1}^n M_i}{\left(\sum_{i=1}^k M_i\right)^2}. \quad (48)$$

Таким образом, согласно (38) первые n частных погрешностей определяющих δ_n , равны произведению (47) и (43), а $k-n$ последующих частных погрешностей — произведению (48) и (43).

Для нахождения δ_n необходимо просуммировать под квадратным корнем квадраты этих частных погрешностей

$$\delta_n = \sqrt{n \left[360 \cdot \frac{\sum_{i=1}^k M_i}{\left(\sum_{i=1}^k M_i\right)^2} \cdot \sqrt{2} \cdot \delta_1 \right]^2 + (k-n) \left[360 \frac{-\sum_{i=1}^n M_i}{\left(\sum_{i=1}^k M_i\right)^2} \cdot \sqrt{2} \cdot \delta_1 \right]^2}. \quad (49)$$

Чтобы упростить это выражение, воспользуемся вытекающим из (18) приближительным равенством:

$$M_i \approx \Phi, \quad (50)$$

на основании которого можно записать:

$$\sum_{i=1}^k M_i \approx (k-n) \Phi \quad (51)$$

и

$$\sum_{i=1}^n M_i \approx n \cdot \Phi. \quad (52)$$

Из (22) следует:

$$\sum_{i=1}^k M_i \approx k \cdot \Phi. \quad (53)$$

Подставив (51) — (53) в (49), получим:

$$\delta_n \approx \frac{360}{k \cdot \Phi} \sqrt{2} \cdot \sqrt{n \frac{(k-n)^2}{k^2} + (k-n) \frac{(n)^2}{k^2}} \cdot \delta_1 \approx \frac{360}{k \cdot \Phi} \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{n(k-n)}{k}} \cdot \delta_1 \quad (54)$$

или, переходя с помощью (16) от номеров участков к фазовым углам:

$$\delta_{n(\varphi)} \approx \frac{360}{k \cdot \Phi} \sqrt{2k} \cdot \sqrt{\frac{\varphi(360-\varphi)}{360^2}} \cdot \delta_1. \quad (55)$$

Из этого выражения видно, что в целях уменьшения погрешности $\delta_{n(\varphi)}$ значение величины Φ должно выбираться как можно большим.

Максимально возможное значение $\Phi = \frac{360}{k}$; в этом случае погрешность $\delta_{n(\varphi)}$ имеет свое минимальное значение:

$$\delta_{n(\varphi)} \approx \sqrt{2k} \cdot \sqrt{\frac{\varphi(360-\varphi)}{360^2}} \cdot \delta_1. \quad (56)$$

Можно показать, что (56) принимает наибольшее значение при $\varphi = 180$. Следовательно, наибольшая ошибка, характеризующая

$$\delta_{n(180)} \approx \sqrt{\frac{k}{2}} \cdot \delta_1. \quad (57)$$

допускается при определении нелинейной погрешности, соответствующей углу 180° .

Неточность, допускаемая при определении Θ_n тем больше, чем больше k . Величина k — число точек, в которых определяется значение нелинейной погрешности, выбирается в зависимости от характера изменения Θ_n в функции измеряемого фазового угла. Если кривая данной зависимости на протяжении от 0 до 360° имеет форму полуволны (простейший случай), величину k на практике выбирают порядка 8—10. В более сложных случаях k может достигать 70—80. Таким образом, значение $\delta_{n(180)}$ практически колеблется в пределах $2\delta_1$ — $6\delta_1$.

Определение δ_n . Линейная погрешность Θ_n , как видно из (32), определяется по величинам I_n , $\Theta_{n(180)}$ и $\Theta_{(0)}$. Поэтому δ_n определяется тремя частными погрешностями D_I , $D_{n(180)}$ и $D_{(0)}$:

$$\begin{aligned} \delta_{n(\varphi)} &= \sqrt{D_I^2 + D_{n(180)}^2 + D_{(0)}^2} = \\ &= \sqrt{\left(\frac{\varphi}{180} \cdot \delta_I\right)^2 + \left(\frac{\varphi}{180} \cdot \delta_{n(180)}\right)^2 + \left(\frac{\varphi}{180} \cdot \delta_{(0)}\right)^2}. \end{aligned} \quad (58)$$

Величина I_k представляет собой полусумму двух отсчетов, следовательно:

$$\delta_I = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \delta_1. \quad (59)$$

Неточность определения величины $\Theta_{n(180)}$ по формуле (33) может быть характеризована среднеквадратичной погрешностью:

$$\delta_{n(180)} = \delta_1 \quad (60)$$

Последнее выражение получается из (57) при $k=2$. Наконец,

$$\delta_{(\theta)} = \delta_1, \quad (61)$$

поскольку $\theta_{(0)}$ находится прямым измерением. Подставляя (59) — (61) в (58), получим:

$$\delta_{n(\varphi)} = \frac{\varphi}{360} \sqrt{10} \cdot \delta_1. \quad (62)$$

Из этого выражения видно, что значение линейной погрешности наименее точно определяется для угла 360° .

Определение δ_{\sim} и δ_n . Обе среднеквадратичные погрешности $\delta_{n(\varphi)}$ и $\delta_{\sim(\varphi)}$ зависят от измеряемого фазового угла, причем, первая из них имеет максимум при $\varphi=180^\circ$, а вторая при $\varphi=360^\circ$. Чтобы выяснить, для какого фазового угла наименее точно определяется погрешность:

$$\theta_{\sim} = \theta_n + \theta_x,$$

необходимо найти среднеквадратичную погрешность:

$$\delta_{\sim(\varphi)} = \sqrt{\delta_{n(\varphi)}^2 + \delta_{x(\varphi)}^2}. \quad (63)$$

Подставляя в (63) выражения (56) и (62), получим:

$$\delta_{\sim(\varphi)} = \sqrt{\frac{10\varphi^2 + 2k\varphi(360 - \varphi)}{360^2}} \cdot \delta_1. \quad (64)$$

Исследование на экстремум (64) дает:

$$\varphi_{\max} = \frac{k}{k-5} \cdot 180. \quad (65)$$

Поправка этого угла, зависящая от значения измеряемой разности фаз, определяется наименее точно. Подставляя (65) в (64), находим соответствующее значение среднеквадратичной погрешности:

$$\delta_{\sim\max} = \sqrt{\frac{k^2}{(k-5)^2}} \cdot \delta_1 \quad (66)$$

При $k=8$ величина $\delta_{\sim\max} \approx 3\delta_1$, при $k=70$ $\delta_{\sim\max} \approx 6\delta_1$. Постоянная погрешность определяется прямым измерением, откуда

$$\delta_n = \delta_1. \quad (67)$$

Определение δ_2 и δ_{\max} . Подставляя в (42) выражение (56), (62) и (66), получим:

$$\delta_2 = \sqrt{1 + \frac{10\varphi^2 + 2k\varphi(360 - \varphi)}{360^2}} \cdot \delta_1 \quad (68)$$

и, подставляя (68) в (35), найдем:

$$\delta_{\max} = 3 \cdot \sqrt{2 + \frac{10\varphi^2 + 2k\varphi(360 - \varphi)}{360^2}} \cdot \delta_1. \quad (69)$$

При $k=10$ максимальная неточность измерения возникает для углов порядка 360° . При этом

$$\delta_{\max} \approx 10\delta_1. \quad (70)$$

При $k=70$ наименее точно измеряются углы, близкие к 195° . Для этого случая

$$\delta_{\max} \approx 19\delta_1. \quad (71)$$

Найденные значения предельных погрешностей (70), (71) справедливы только в том случае, если при определении $\Theta_{(0)}$, I_k , M_i и т. д. каждый раз снимался только один отсчет.

Если бы систематические погрешности (поправки) определялись бы прямым способом по формуле (3) путем сличения проверяемого прибора с образцовыми мерами, то неточность, допускаемая при нахождении этих поправок, характеризовалась бы среднеквадратичной погрешностью

$$\delta'_2 = \delta_1. \quad (72)$$

Подстановка (72) в (35) дала бы при этом предельную погрешность

$$\delta'_{\max} = 3\sqrt{2}\delta_1 \approx 4,2 \cdot \delta_1. \quad (73)$$

Сравнение (70) и (71) с (73) показывает, что точность, обеспечиваемая методами самопроверки, в 2—5 раз ниже точности, достигаемой при использовании образцовых мер. Однако образцовые меры (датчики фазы) пока еще не разработаны, поэтому приведенное сравнение носит условный характер.

Точность измерения, может быть повышена за счет уменьшения δ_1 , т. е. случайных погрешностей, зависящих, в основном, от стабильности режима фазометра и его чувствительности.

Выводы

1. Погрешности фазометров, измеряющих разность фаз в пределах $0-360^\circ$ между двумя напряжениями с одинаковыми амплитудами, могут быть определены методами самопроверки, т. е. методами, не требующими применения специально изготовленных образцов мер.

2. Главными недостатками методов фазовой самопроверки можно считать:

а) необходимость иметь повышенную точность поверяемого фазометра, так как случайные погрешности поверки определяются только случайными погрешностями последнего и превосходят их в 4—5 раза;

б) известную сложность манипуляций и расчетов при определении поправок.

3. Наиболее рациональным применением методов самопроверки представляется их использование для аттестации образцового фазометра. Поверка рабочих фазометров может производиться сличением их показаний с показаниями образцового фазометра.

ЛИТЕРАТУРА

1. Маликов М. Ф. Основы метрологии. Комитет по делам мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР. М., 1949.
2. Тиходеев П. М. Очерки об исходных измерениях, Машгиз, М., 1954.

Поступила 2 декабря 1961 г.

И. К. Поздняков
ВНИИМ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ АМПЛИТУДНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ФАЗОМЕТРОВ

В статье рассматриваются основные недостатки известных методов определения амплитудных погрешностей фазомерической аппаратуры и излагается новый метод, позволяющий точно определить эти погрешности с помощью делителей напряжения.

Наличие амплитудно-фазовых зависимостей в фазометрах приводит к значительным амплитудным погрешностям при фазовых измерениях. Поскольку уменьшить эти зависимости до необходимой степени обычно не удается, необходимо определение амплитудных погрешностей фазометров с целью введения соответствующих поправок при точных измерениях.

Под амплитудными погрешностями принято понимать фазовые сдвиги, возникающие в каналах фазометра в результате изменения амплитуд входных напряжений относительно некоторого «исходного» (произвольно выбранного) уровня, при котором производилась компенсация всех прочих погрешностей.

На рис. 1 приведены амплитудно-фазовые зависимости каналов фазометра. Обе кривые II и I проходят через нуль при амплитуде входных напряжений U_{max} . Это может происходить в том случае, если компенсация паразитных фазовых сдвигов, возникающих вследствие нестабильности напряжения сети, изменений частоты и пр. производится именно при этих уровнях U_{max} . Если амплитуды входных напряжений после этого изменяются в первом канале до некоторого уровня U_m , во втором канале до величины U_k , то в тракте возникнут фазовые сдвиги Θ_{a1m} и Θ_{a2k} , а измерения будут искажаться амплитудной погрешностью:

$$\Theta_{a \frac{k}{m}} = \Theta_{a2k} - \Theta_{a1m} \quad (1)$$

В качестве «исходного» удобнее всего избирать максимально допустимый уровень напряжения динамического диапазона фазометра, но он может быть и другим. Если бы в нашем примере за такой уровень была бы принята величина U_n , обе кривые изменили бы свое положение так, как показано на рис. 1 пунктиром (кривые II' и I'). При этом новые амплитудные погрешности отличались бы от погрешностей, определяемых выражением (1) на одну и ту же постоянную величину

$$\Theta_{a \frac{n}{n}} = \Theta_{a2n} - \Theta_{a1n} \quad (2)$$

Эта величина $\Theta_{a \frac{n}{n}}$ была бы скомпенсирована вместе с другими погрешностями при установке прибора на нуль.

Определение амплитудных погрешностей сводится к нахождению амплитудно-фазовых характеристик обоих каналов фазометра и, обычно, ведется по схеме рис. 2. Первоначально оба входа фазометра подключаются к точке *a* и в этом положении производится установка фазометра на нуль. После этого вход исследуемого канала подключается к выходу *b* делителя напряжения. Отсчет фазометра определит искомую погрешность, если делитель напряжения не вносит собственного фазового сдвига или вносит известный фазовый сдвиг. Если же делитель аттестован с ошибкой, то значение амплитудной погрешности будет искажено.

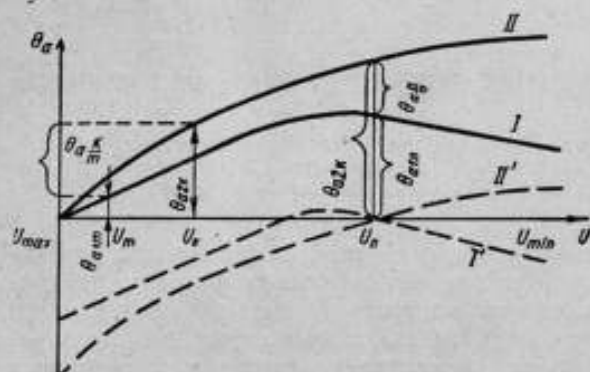


Рис. 1. Амплитудно-фазовые зависимости каналов фазометра

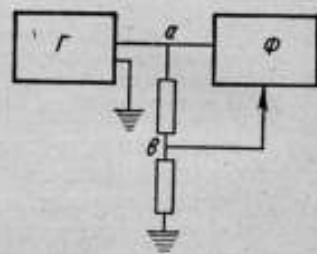


Рис. 2. Схема определения амплитудной погрешности: Г — генератор; Ф — фазометр

Фазовые сдвиги, вносимые делителями, определяются только расчетом. Экспериментальные методы их аттестации до настоящего времени не были известны.

В частном случае поверки фазометров с преобразованием частоты на входе можно предложить метод, позволяющий определять амплитудные погрешности с помощью неаттестованных делителей.

Известно, что фазовые соотношения двух сигналов до и после преобразования частоты сохраняются в том случае, если преобразование велось с помощью общего гетеродина.

Можно показать, что при частоте гетеродина $\omega_{г1}$ меньшей, чем частота входных колебаний ω , т. е. при

$$\omega_{г1} = \omega - \Omega, \quad (3)$$

на промежуточной частоте Ω сохраняется не только величина, но и знак фазового сдвига, а при частоте гетеродина $\omega_{г2}$ большей, чем частота входных колебаний, т. е. при

$$\omega_{г2} = \omega + \Omega, \quad (4)$$

на промежуточной частоте Ω сохраняется только величина фазового сдвига, знак же его меняется на обратный.

Пусть на оба входа фазометра с преобразованием частоты на входе подается одно и то же напряжение $U_{\max} \sin \omega t$. Все паразитные фазовые сдвиги должны быть при этом компенсированы и отсчетное устройство фазометра установлено в нулевое положение. Если теперь на один из каналов, например первый, напряжение подать через делитель напряжения, уменьшив амплитуду его до некоторой величины U_k , то при соблюдении условия (3) индикатор фазометра даст отсчет

$$I_1 = \theta_1 + \theta_{a1k}, \quad (5)$$

где θ_x — фазовый сдвиг, вносимый делителем напряжения, а θ_{a1k} — амплитудная погрешность.

Если после этого частоту гетеродина увеличить на 2Ω , т. е. перейти к соотношению (4), новый отсчет I_2 определится выражением:

$$I_2 = -\theta_x + \theta_{a1k} + \theta_{r1}, \quad (6)$$

где θ_{r1} — фазовый сдвиг, возникший в гетеродинных цепях из-за перестройки частоты гетеродина с величины ω_{r1} до ω_{r2} .

При указанной перестройке знак фазового сдвига, вносимого делителем, меняется на обратный, а знак и величина искомой амплитудной погрешности θ_{a1k} остаются неизменными, так как и промежуточная частота и амплитуда входного напряжения U_k не меняются. Величина θ_r может быть определена следующим путем.

Подав на оба фазометра одно и то же напряжение $U_{\max} \sin \omega t$ (при соблюдении условия (3) и установив индикатор в нулевое положение, следует перестроить частоту гетеродина до величины ω_{r2} .

В данном случае как фазовый сдвиг, вносимый делителем θ_x , так и амплитудная погрешность θ_{a1k} равны нулю, поэтому выражение (6) примет вид:

$$I_0 = \theta_r. \quad (7)$$

Суммируя (5) и (6), вычитая (7) и разделив полученный результат на 2, найдем выражение, определяющее амплитудную погрешность:

$$\theta_{a1k} = \frac{I_1 + I_2 - I_0}{2}. \quad (8)$$

Суммируя (5) и (7), вычитая (6) и разделив найденный результат на 2, получим выражение, определяющее фазовый сдвиг, вносимый делителем:

$$\theta_x = \frac{I_1 + I_0 - I_2}{2}. \quad (9)$$

Выражения (8) и (9) позволяют определять амплитудную погрешность фазометров с помощью делителей, вносящих неизвестные фазовые сдвиги, и аттестовывать делители с помощью фазометров; амплитудные погрешности неопределенны.

Для повышения надежности измерения целесообразно применять контрольный метод, состоящий в следующем. Подавая на оба входа одно и то же напряжение и меняя его амплитуду, можно непосредственно измерить разность кривых амплитудно-фазовых зависимостей обоих каналов фазометра (рис. 1) при одинаковых напряжениях входа. Те же величины можно рассчитать по данным, полученным с помощью формулы (8). Совпадение результатов непосредственного измерения и измерения с перестройкой гетеродина подтверждает правильность определения погрешности.

Точность рассмотренного метода можно оценить, если рассматривать определение амплитудной погрешности как косвенное измерение. Отсчеты I_1 , I_2 и I_0 должны при этом играть роль величин, измеряемых прямым способом, а θ_{a1k} роль косвенно измеряемой величины. В выражении (7) в скрытом виде присутствует четвертый отсчет, так как при определении величины отсчетное устройство устанавливалось на нуль с той же неточностью, что и неточность самого отсчета.

Можно считать, что каждое значение амплитудной погрешности

определялось по четырем величинам. Согласно закону сложения средних погрешностей, среднеквадратичная погрешность косвенного измерения $\sigma_{\text{кос}}$ равна:

$$\sigma_{\text{кос}} = \sqrt{D_1^2 + D_2^2 + \dots + D_n^2}, \quad (10)$$

где $D_{1,2,\dots}$ — частные погрешности косвенного измерения. В данном случае все четыре частные погрешности D_1 — D_4 равны друг другу:

$$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 = \frac{\sigma}{2}, \quad (11)$$

где σ — среднеквадратичная погрешность фазометра. Подставляя (11) в (10) получим:

$$\sigma_{\text{кос}} = \sqrt{4 \left(\frac{\sigma}{2}\right)^2} = \sigma. \quad (12)$$

Таким образом неточность, допускаемая при определении амплитудной погрешности, имеет те же значения, что и неточность прямого измерения фазометра.

Точность определения поправок может быть значительно повышена, если отсчеты I_1 , I_2 и I_0 снимать многократно.

Рассматриваемый метод позволяет определить достаточно точно амплитудные погрешности фазометров с помощью делителей напряжения, вносящих неизвестные фазовые сдвиги.

Этот метод дает возможность аттестовывать делители напряжения по фазовому углу. Последнее представляется весьма ценным, так как позволяет исследовать делители напряжения с помощью фазометра с преобразованием частоты на входе и применить их затем для проверки других фазометров.

Поступила 2 декабря 1961 г.

РАСЧЕТ СПЕКТРА НА ВЫХОДЕ НЕПРЕРЫВНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

Рассматривается результат расчета непрерывного фазовращателя при произвольных расстройках его секций. Обсуждается случай малых расстройек секций.

Непрерывный фазовращатель Фокса [2] находит широкое применение в качестве точного фазовращателя и сдвигателя частоты [1, 3].

Идеальный непрерывный фазовращатель, работающий в качестве сдвигателя частоты дает на выходе монохроматический сигнал частоты $\omega \pm 2\Omega$ (ω — частота сигнала, подведенного к фазовращателю; Ω — угловая скорость вращения непрерывного фазовращателя; знак «плюс» или «минус» определяется направлением вращения). Однако реальный непрерывный фазовращатель дает на выходе спектр, содержащий дополнительные составляющие с частотами ω и $\omega \pm 2\Omega$.

Наличие дополнительных составляющих в спектре вызывается неточностью установки фазосдвигающих пластин в $\Delta 90$ -градусных секциях на угол 45° относительно направления вектора напряженности электрического поля и неточным сдвигом фаз на 90 и на 180° , вносимым соответствующими секциями вследствие неточности длины пластин (подробное описание работы и конструкции непрерывного фазовращателя приведено, например, в книге Саусворта [3].)

В работе Симмонса [4] установлена связь между амплитудами составляющих спектра и величиной указанных неточностей изготовления фазовращателя, но в этой работе предполагается, что погрешность установки пластин на угол 45° в обрех $\Delta 90$ -градусных схемах и погрешность сдвига фаз на 90° одинакова.

Представляет интерес рассчитать спектр на выходе фазовращателя, не накладывая требования идентичности на $\Delta 90$ -градусные секции, так как это больше соответствует реальному случаю изготовления непрерывного фазовращателя. Кроме того, как будет показано, такое рассмотрение позволит найти путь для настройки фазовращателя в более широком диапазоне частот, чем исходя из частного случая, рассмотренного Симмонсом.

Для определенности будем считать направление вращения фазовращателя таким, что основной сигнал на выходе фазовращателя имеет частоту $\omega - 2\Omega$, а дополнительные ω и $\omega + 2\Omega$. Чтобы выявить зависимость спектра выходного сигнала от точности настройки каждой из его секций, а также от качества сборки секций, положим:

1) пластины $\Delta 90$ -градусных секций наклонены на углы, соответственно на $\frac{\pi}{4} - \varepsilon_1$ и $\frac{\pi}{4} - \varepsilon_2$ рад, где ε_1 и ε_2 произвольные значения ошибок при установке пластин в секциях (относительные расположения осей секций показаны на рис. 1 и 2);

2) дифференциальные фазовые сдвиги, создаваемые секциями

фазовращателя, составляют, соответственно, величины: $\frac{\pi}{2} - \delta_1$, $\pi - \delta_2$ и $\frac{\pi}{2} - \delta_3$ рад, где δ_1 , δ_2 и δ_3 — произвольные значения расстроек дифференциальных секций. Тогда, следуя работе [2], можно показать, что

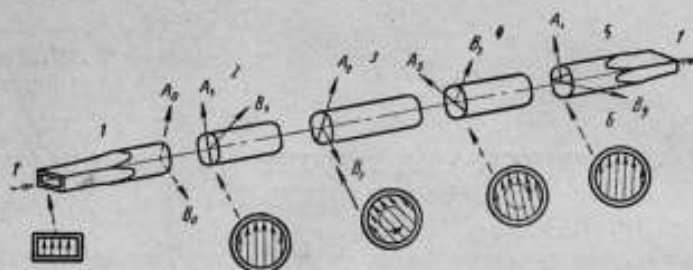


Рис. 1. Блок-схема непрерывного фазовращателя:
1; 5 — переходы с прямоугольного на круглый волновод; 2; 4 — $\Delta 90$ -градусные секции; 3 — $\Delta 180$ -градусная секция; 6 — поглощающая пластина;
 A_i ; B_i ($i = 0, 1, 2, 3, 4$)

выходной сигнал с непрерывного фазовращателя (в случае, когда на его вход поступает сигнал $E = E_0 e^{j\omega t}$, где E_0 — амплитуда сигнала, ω — частота) представляется следующим выражением:

$$E_{\text{вых}} = \frac{1}{4} E_0 \{ e^{j(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)} [A - B + C - D] e^{j(\omega + 2\Omega)t} + e^{-j(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)} [A + B + C + D] e^{j(\omega - 2\Omega)t} + e^{j(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)} [A + B - C - D] e^{j\omega t} \}, \quad (1)$$

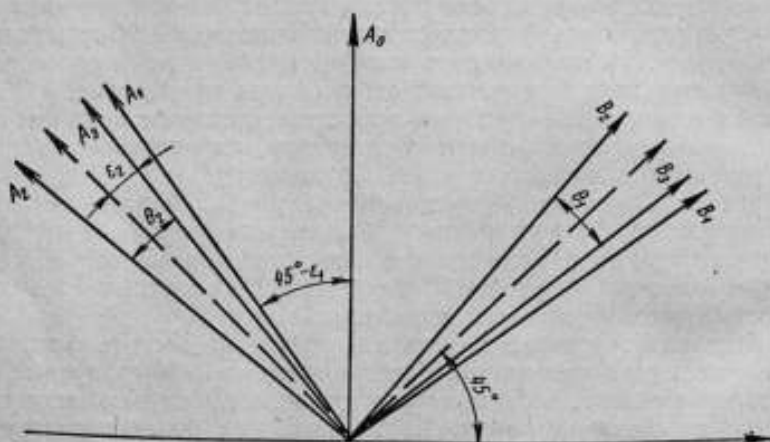


Рис. 2. Относительное расположение координатных осей секций:
 $\theta_1 = \Omega t + \varepsilon_1$ — поворот $\Delta 180$ -градусной секции относительно первой $\Delta 90$ -градусной секции; $\theta_2 = \Omega t + \varepsilon_2$ — то же — относительно второй $\Delta 90$ -градусной секции

где

$$\begin{aligned} A &= \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_1\right) \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_2\right) + \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_1\right) \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_2\right) e^{j(\delta_1 + \delta_2 + \delta_3)}; \\ B &= \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_1\right) \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_2\right) e^{j\delta_1} + \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_1\right) \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_2\right) e^{j(\delta_2 + \delta_3)}; \\ C &= \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_1\right) \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_2\right) e^{j\delta_2} + \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_1\right) \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_2\right) e^{j(\delta_1 + \delta_3)}; \\ D &= \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_1\right) \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_2\right) e^{j\delta_3} + \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_1\right) \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon_2\right) e^{j(\delta_1 + \delta_2)}. \end{aligned}$$

Из этого выражения видно, что спектр сигнала на выходе непрерывного фазовращателя имеет составляющие с частотами $\omega - 2\Omega$, $\omega + 2\Omega$ и ω , амплитуды и фазы которых зависят от величин ε_1 , ε_2 , δ_1 , δ_2 и δ_3 . Учитывая, что на практике эти величины малы, можно получить более простую зависимость для составляющих выходного сигнала. Воспользуемся следующими разложениями в ряд, пренебрегая членами порядка ε^3 и δ^3 :

$$\begin{aligned} \sin\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right) &\approx \frac{1}{\sqrt{2}} \left(1 - \varepsilon + \frac{\varepsilon^2}{2}\right), \\ \cos\left(\frac{\pi}{4} - \varepsilon\right) &\approx \frac{1}{\sqrt{2}} \left(1 + \varepsilon + \frac{\varepsilon^2}{2}\right), \\ e^{j\delta} &= 1 + j\delta - \frac{1}{2}\delta^2. \end{aligned} \quad (2)$$

Подставив разложения (2) в (1), получим следующее выражение для спектра на выходе непрерывного фазовращателя:

$$\begin{aligned} \frac{E_{\text{вых}}}{E_*} &= \left[-\varepsilon_1\varepsilon_2 - \frac{1}{4}\delta_1\delta_3 - \frac{1}{2}j(\delta_1\varepsilon_2 - \delta_3\varepsilon_1) \right] e^{j(\omega+2\Omega)t} + \\ &+ \left\{ \left[1 - \frac{1}{4}(\delta_1 + \delta_2 + \delta_3)^2 + (\delta_1\delta_2 + \delta_1\delta_3 + \delta_2\delta_3) + \right. \right. \\ &+ \left. \frac{1}{2}(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)^2 + \frac{1}{2}(\delta_1 + \delta_2)(\varepsilon_1 + \varepsilon_2) \right] + \frac{1}{2}j(\delta_1 + \delta_2 + \delta_3 - 2\varepsilon_1(1 - \delta_1) - \\ &\left. - 2\varepsilon_2(1 + \delta_2)) \right\} e^{j(\omega-2\Omega)t} + \left[-\frac{1}{4}\delta_2(\delta_1 + \delta_3) - \frac{1}{2}j\varepsilon_2\delta_2 \right] e^{j\omega t}. \end{aligned} \quad (3)$$

Выражение (3) представляет собой основной результат проведенного расчета и дает хорошее приближение для значений расстроек секций, имеющих место на практике.

Выводы

1. Непрерывный фазовращатель при работе в качестве сдвигателя частоты дает на выходе довольно «чистый» спектр: амплитуда боковых составляющих частоты $\omega + 2\Omega$ и ω слабо зависит от величин расстроек так, что эту зависимость необходимо учитывать лишь во втором приближении.

2. «Чистота» спектра существенно зависит от точности установки пластин под углом в 45° в $\Delta 90$ -градусных секциях (зависимость от ε_1 и ε_2 в выражении (3)).

3. Амплитуда составляющей спектра, имеющей частоту $\omega + 2\Omega$, зависит от произведения расстроек δ_1 и δ_2 , которые в свою очередь зависят от частоты. Таким образом, если добиться того, чтобы δ_1 и δ_2 обращались в нуль на разных частотах (ω_1 и ω_2 соответственно), то на этих частотах амплитуда рассматриваемой составляющей будет минимальна и мала в диапазоне несколько более широком, чем от ω_1 до ω_2 .

Очевидно, что такая настройка с точки зрения получения диапа-

зонности фазовращателя выгодней, чем настройка обеих $\Delta 90$ -градусных секций на одну частоту.

4. Непрерывный фазовращатель обычно используется в одиогенераторных супергетеродинных измерительных схемах, в которых на смеситель приемника, кроме сигнала с фазовращателя, поступает сигнал гетеродина частоты ω . В этом случае боковая составляющая выходного сигнала фазовращателя (той же частоты ω) может вызвать дополнительную погрешность в измерении. Выражение (3) позволяет оценить величину этой погрешности по известным значениям расстроек секций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Barnett E. F. IRE Trans. on Instrumentation no PG1-4, pp. 150-154, Okt. 1955.
2. Fox A. G. Proc. IRE, vol. 35, p. 1489, Dec. 1947.
3. Саусворт. Принципы и применение волоконной передачи, М., Советское радио, 1955.
4. Simmons A. J. Proc. IRE, vol. 40, p. 869, July 1952.

Поступила 22 ноября 1961 г.

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ И НАСТРОЙКИ СЕКЦИИ НЕПРЕРЫВНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

В статье рассматривается способ настройки непрерывного фазовращателя, используемого в качестве сдвигателя частоты, и методика проверки качества настройки при помощи измерения величин составляющих спектра сигнала на выходе непрерывного фазовращателя.

В работе [2] проведен расчет непрерывного фазовращателя, описанного ранее [1, 3], при независимых расстройках его секций. Из этого расчета следует, что достаточно «чистый» спектр сигнала на выходе непрерывного фазовращателя, работающего в качестве сдвигателя частоты, можно получить лишь в том случае, если секции фазовращателя достаточно хорошо настроены. На практике требуется иметь отношение амплитуд боковых составляющих частот ω и $\omega + 2\Omega$ к амплитуде сигнала частоты $\omega - 2\Omega$ порядка 0,1—0,5% (ω — частота сигнала на входе фазовращателя, 2Ω — величина смещения частоты). Амплитуда составляющих в спектре сигнала на выходе непрерывного фазовращателя зависит от расстроек его дифференциальных секций. Обозначим через δ_1, δ_3 величины расстроек $\Delta 90^\circ$ -градусных секций, а через δ_2 — расстройку $\Delta 180^\circ$ -градусной секции, где δ_2 — разность между действительным сдвигом фаз в секции и тем сдвигом фаз, который эта секция должна давать.

Вследствие неточности монтажа диэлектрические пластины в $\Delta 90^\circ$ -градусных секциях устанавливаются под углом, отличающимся от 45° соответственно на величины ϵ_1 и ϵ_2 . Значения $\epsilon_1, \epsilon_2, \delta_1, \delta_2, \delta_3$ малы (не более $\frac{\pi}{12} \approx 0,25$).

Как следует из работы [2], амплитуды составляющих спектра сигнала на выходе непрерывного фазовращателя, работающего в качестве сдвигателя частоты, будут следующим образом зависеть от указанных расстроек:

$$\begin{aligned}
 U_{10} &= \frac{U_0}{4} \delta_2 \sqrt{4(\epsilon_1 - \epsilon_2)^2 + (\delta_1 + \delta_3)^2}, \\
 U_{20} &= U_0 \sqrt{1 - \frac{4\delta_1 + 4\epsilon_2 - \delta_1^2 - \delta_3^2 + \delta_2^2 + \delta_1\delta_2 + \delta_1\delta_3 + \delta_2\delta_3}{2}}, \\
 U_{30} &= \frac{U_0}{4} \sqrt{(4\epsilon_1^2 + \delta_3^2)(4\epsilon_2^2 + \delta_1^2)},
 \end{aligned} \tag{1}$$

где U_0 — амплитуда сигнала на входе непрерывного фазовращателя;
 U_{10} — амплитуда бокового сигнала частоты ω ;
 U_{30} — амплитуда основного сигнала частоты $\omega - 2\Omega$;
 U_{20} — амплитуда бокового сигнала частоты $\omega + 2\Omega$.

Настройка каждой секции непрерывного фазовращателя ведется

отдельно до получения минимальных значений δ и ϵ для каждой секции.

После настройки отдельных секций проверяется спектр непрерывного фазовращателя в собранном виде. Секции непрерывного фазовращателя должны быть настроены так, чтобы отношения $\frac{U_{10}}{U_{20}}$ и $\frac{U_{30}}{U_{40}}$ не превышали 0,1—0,5%.

НАСТРОЙКА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ $\Delta 90^\circ$ -ГРАДУСНЫХ СЕКЦИЙ

Настройка $\Delta 90^\circ$ -градусных секций производится на установке, блок-схема которой показана на рис. 1. Измерительной линией определяется к.с.в.н. $\Delta 90^\circ$ -градусной секции, закороченной поршнем совместно с переходом с прямоугольного волновода на круглый. Можно показать, что

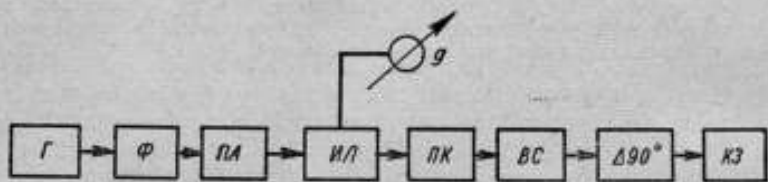


Рис. 1. Блок-схема установки для настройки $\Delta 90^\circ$ -градусной секции: Г — генератор ГС-142; Ф — ферритовый вентиль; ПА — поляризационный аттенюатор; ИЛ — измерительная линия; ПК — переход от прямоугольного волновода к круглому; ВС — вращающееся сочленение с лимбом; $\Delta 90^\circ$ — $\Delta 90^\circ$ -градусная секция; КЗ — короткозамыкатель; Г — многопредельный гальванометр

в этом случае к.с.в.н. следующим образом зависит от угла φ установки пластины в секции и от расстройки δ :

$$\kappa = \frac{1 + \sqrt{\cos^2 2\varphi + \delta^2 \sin^2 2\varphi}}{1 - \sqrt{\cos^2 2\varphi + \delta^2 \sin^2 2\varphi}} \quad (2)$$

В (2) не учтены отражения от соединительных фланцев и пластины секции; коэффициент отражения поршня считается равным -1 . Если пластина установлена точно под углом $\varphi = 45^\circ$ и $\delta = 0^\circ$, то к.с.в.н. секции в тракте рис. 1 будет равен 1, что соответствует идеальной настройке дифференциальной $\Delta 90^\circ$ -градусной секции.

Из выражения (2) следует, что и при $\delta = \text{const} \neq 0$ к.с.в.н. имеет минимальное значение при $\varphi = 45^\circ$. Это дает возможность независимо от величины δ производить установку пластины секции на угол 45° к направлению поля. Экспериментально снятая кривая зависимости к.с.в.н. от угла φ (рис. 2) подтверждает этот результат: минимум экспериментальной кривой (пунктирная линия) приходится на угол 45° .

Положим в выражении (2) $\varphi = 45^\circ + \epsilon$, тогда

$$\kappa = \frac{1 + \sqrt{\sin^2 2\epsilon + \delta^2 \cos^2 2\epsilon}}{1 - \sqrt{\sin^2 2\epsilon + \delta^2 \cos^2 2\epsilon}} \approx 1 + 2\sqrt{4\epsilon^2 + \delta^2} \quad (3)$$

Из равенства (3) видно, что величина к.с.в.н. секции в закороченном тракте характеризует качество настройки секции как по ϵ , так и по δ .

Таким образом, предлагаемая методика позволяет настраивать $\Delta 90^\circ$ -градусные секции фазовращателя отдельно как по длине пластины, так и по углу установки ее в волноводе.

С помощью описываемой методики была настроена $\Delta 90^\circ$ -градусная секция, и вблизи $\varphi = 45^\circ$ была снята экспериментальная кривая к.с.в.н. в зависимости от φ . При тех же углах кривая вычислена для идеально настроенной секции. Эти кривые приведены на рис. 3. При малых к.с.в.н. расхождение экспериментальной и теоретической кривых объяс-

няется отражениями от переходов и соединительных фланцев, к.с.в.н. которых равен 1,04. Учет этого к.с.в.н. при наилучших фазовых соотношениях дает кривые, между которыми находится экспериментальная кривая.

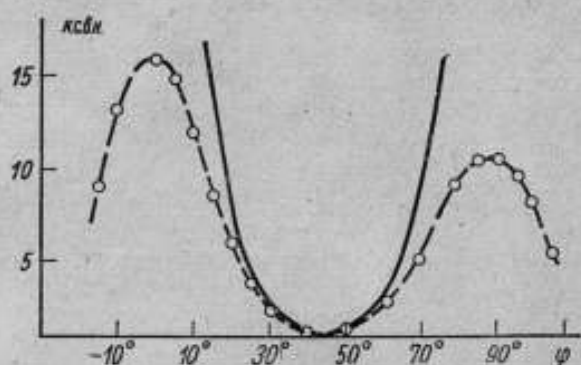


Рис. 2. Зависимость к. с. в. н. закороченной $\Delta 90$ -градусной секции от угла установки ненастроенной диэлектрической пластины

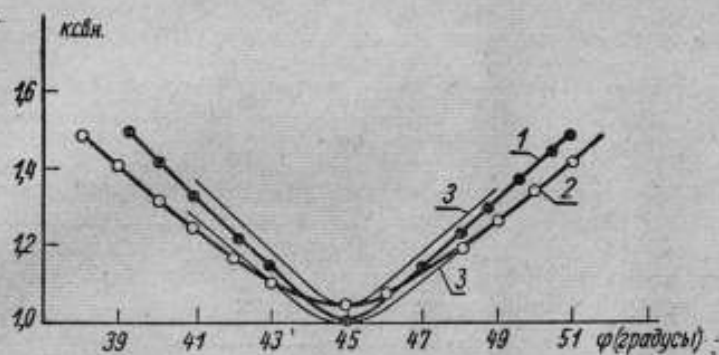


Рис. 3. Зависимость к. с. в. н. закороченной $\Delta 90$ -градусной секции от угла установки настроенной диэлектрической пластины:

1 — теоретическая кривая; 2 — экспериментальная кривая; 3 — теоретическая кривая с учетом паразитных отражений

Разрешающая способность метода определяется разрешающей способностью измерительной линии при малых к.с.в.н. и составляет $0,5^\circ$ по ϵ и $0,5-1^\circ$ по δ (см. таблицу).

Градусы	К. с. в. н.			
	экспериментальный	теоретический	минимальный	максимальный
41	1,25	1,33	1,30	1,37
42	1,18	1,22	1,17	1,27
43	1,10	1,15	1,10	1,20
44	1,06	1,06	1,02	1,11
45	1,04	1,00	—	1,00
46	1,07	1,06	1,02	1,08
47	1,14	1,15	1,10	1,20
48	1,20	1,22	1,17	1,27
49	1,27	1,33	1,30	1,37

При к.с.в.н. поршня, не равном -1 , минимум к.с.в.н. секции имеет место при $\varepsilon=0$ и $\delta=0$; по этой причине описанная методика настройки секции не требует поршней особо высокого качества.

НАСТРОЙКА $\Delta 180$ -ГРАДУСНОЙ СЕКЦИИ

Настройка $\Delta 180$ -градусной секции так же, как и настройка $\Delta 90$ -градусной секции, основывается на измерении к.с.в.н. в тракте, собранного по блок-схеме рис. 4. Если считать, что $\Delta 90$ -градусная секция настроена идеально, то в этом случае к.с.в.н. представляется следующим образом:

$$\kappa = \frac{1 + (\sin \delta_2)}{1 - (\sin \delta_2)}, \quad (4)$$

где δ_2 — расстройка пластины $\Delta 180$ -градусной секции.

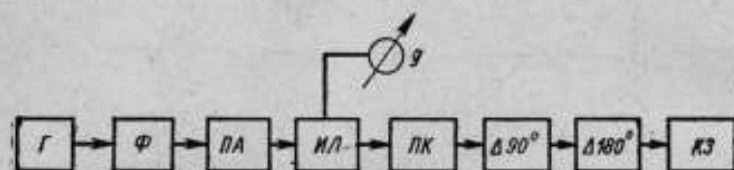


Рис. 4. Блок-схема установки для настройки $\Delta 180$ -градусной секции.

Г — генератор ГС-142; Ф — ферритовый вентиль; ПА — поларизационный аттенюатор; ИЛ — измерительная линия; ПК — переход от прямоугольного волновода к круглому; $\Delta 90^\circ$ — $\Delta 90$ -градусная секция; $\Delta 180^\circ$ — $\Delta 180$ -градусная секция; КЗ — короткозамыкатель; \mathcal{G} — многопредельный гальванометр.

Формула (4) показывает путь настройки $\Delta 180$ -градусной секции: необходимо так подобрать пластину в $\Delta 180$ -градусной секции, чтобы в тракте при любом угле поворота $\Delta 180$ -градусной секции к.с.в.н. был равен 1.

Учитывая наличие малой остаточной расстройки $\Delta 90$ -градусной секции (рис. 4), получим вместо выражения (4)

$$\kappa = \frac{1 + \frac{1}{2} \sqrt{\beta_1^2 + 4\delta_2^2 - 4\delta_1\delta_2 \cos 2\alpha}}{1 - \frac{1}{2} \sqrt{\beta_1^2 + 4\delta_2^2 - 4\delta_1\delta_2 \cos 2\alpha}}, \quad (5)$$

где α — угол поворота $\Delta 180$ -градусной секции.

Как следует из выражения (5), настройку секции необходимо вести следующим образом: подбирается такая длина пластины, чтобы при вращении $\Delta 180$ -градусной секции к.с.в.н. в тракте оставался постоянным (не зависел от угла α).

Таким образом, точность подстройки $\Delta 180$ -градусной секции ограничивается не только конечными отражениями в тракте, но и качеством настройки $\Delta 90$ -градусной секции с учетом конечных отражений от входа непрерывного фазовращателя (к.с.в.н. = 1,05) в реальной схеме. Настройка $\Delta 180$ -градусной секции возможна с точностью $\delta_2 = \pm 2^\circ$.

ИЗМЕРЕНИЕ СОСТАВЛЯЮЩИХ СПЕКТРА НА ВЫХОДЕ НЕПРЕРЫВНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

Блок-схема установки для измерений составляющих спектра сигнала представлена на рис. 5. На выходе фазовращателя имеются три гармоники, которые одновременно поступают к квадратичному детектору:

$$U_1 = U_{10} \sin(\omega t + \varphi_1),$$

$$U_2 = U_{20} \sin[(\omega - 2\Omega)t + \varphi_2], \quad (6)$$

$$U_4 = U_{40} \sin[(\omega + 2\Omega)t + \varphi_4].$$

Если пренебречь U_{10}^2 и U_{30}^2 по сравнению с U_{20}^2 , то после детектирования амплитуда $U_{2\Omega}$ сигнала с частотой 2Ω будет пропорциональна U_{10} , U_{20} , а амплитуда $U_{4\Omega}$ сигнала с частотой 4Ω будет пропорциональна U_{30} , U_{20} . Из выражения (1) следует, что:

$$kU_{10}U_{20} = U_{2\Omega} = \beta U_0^2 \cdot \frac{\delta_2}{4} \sqrt{4(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)^2 + (\delta_1 + \delta_3)^2},$$

$$kU_{30}U_{20} = U_{4\Omega} = \beta U_0^2 \cdot \frac{1}{4} \sqrt{(4\varepsilon_1^2 + \delta_1^2)(4\varepsilon_2^2 + \delta_3^2)}, \quad (7)$$

где k — коэффициент пропорциональности;
 β — коэффициент передачи квадратичного детектора.

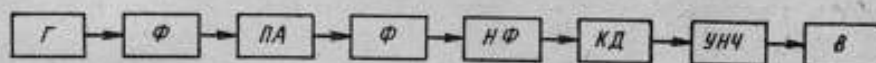


Рис. 5. Блок-схема установки для измерения составляющих спектра сигнала на выходе непрерывного фазовращателя:

Г — генератор ГС-142; Ф — ферритовый вентиль; ПА — поляризационный аттенуатор; НФ — непрерывный фазовращатель; КД — квадратичный детектор; УНЧ — усилитель низкой частоты; В — вольтметр

Для определения величины U_0^2 в тракте (рис. 5) вместо непрерывного фазовращателя помещаем модулятор, осуществляющий 100%-амплитудную модуляцию сигнала. В качестве модулятора используется непрерывный фазовращатель без $\Delta 90$ -градусных секций. Тогда при наличии входного сигнала

$$U_{\text{вх}} = U_0 \sin \omega t$$

на выходе модулятора будем иметь:

$$U_{\text{вых}} = U_0 \cos 2\Omega t \cdot \sin \omega t,$$

где Ω — скорость вращения $\Delta 180$ -градусной секции.

После квадратичного детектора на входе усилителя сигнал частоты 4Ω имеет амплитуду:

$$U_{4\Omega} = \beta \cdot \frac{1}{4} U_0^2.$$

Как следует из выражения (1) относительные величины составляющих спектра определяются равенствами:

$$A = \frac{U_{10}}{U_{20}} \approx \frac{U_{10}}{U_0} = \frac{\delta_2}{4} \sqrt{4(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)^2 + (\delta_1 + \delta_3)^2}$$

$$B = \frac{U_{30}}{U_{20}} \approx \frac{U_{30}}{U_0} = \frac{1}{4} \sqrt{(4\varepsilon_1^2 + \delta_1^2)(4\varepsilon_2^2 + \delta_3^2)}.$$

Легко видеть, что если пренебречь потерями в фазовращателе, то

$$\frac{1}{4} \cdot \frac{U_{2\Omega}}{U_{4\Omega}} = A,$$

$$\frac{1}{4} \cdot \frac{U_{4\Omega}}{U_{4\Omega}} = B,$$

т. е. отношения амплитуд гармоник с частотой 2Ω и частотой 4Ω к амплитуде напряжения с частотой 4Ω при амплитудной модуляции равны учетверенному значению соответствующих составляющих спектра. Измерение этих амплитуд производится с помощью избирательного усилителя настроенного на частоту 74 гц . В процессе измерения каждой из составляющих скорость вращения Ω средней секции фазовращателя устанавливается такой, чтобы частота измеряемой составляющей была равна резонансной частоте усилителя.

Проверка описанным методом настроенного поэлементно фазовращателя показала, что относительная величина нежелательных компонентов спектра составляет $A < 0,1\%$; $B < 0,03\%$. При необходимости получения более «чистого» спектра следует иметь в виду, что отражения от фланцев и других неоднородностей в тракте могут привести к тому, что при настройке секции значение к.с.в.н., равное 1, может не соответствовать $\epsilon=0$ и $\delta=0$, так как возможна компенсация волны, отраженной от настраиваемой секции, волной, отраженной от неоднородности в тракте.

Выводы

1. Предложенный метод позволяет настраивать каждую секцию непрерывного фазовращателя отдельно, измеряя ее к.с.в.н. в законченном тракте.

При этом точность установки пластины на угол 45° получается больше, чем при установке ее по механическому лимбу, так как при таком способе установки пластин исключаются возможные ошибки, вызванные электрической и механической асимметрией тракта (например, неоднородностью пластины, перекосами в переходе с прямоугольного волновода на круглый и т. п.).

2. Этот метод измерения составляющих спектра непрерывного фазовращателя позволяет надежно контролировать качество фазовращателя в целом после поэлементной настройки.

3. Результаты измерения составляющих спектра настроенного непрерывного фазовращателя показали что, если при настройке секций не принимать специальных мер для уменьшения отражений от фланцев и пластин в секциях, спектр фазовращателя после поэлементной настройки оказывается достаточно «чистым» и фазовращатель может использоваться как прецизионный прибор в фазометрических установках и установках для измерения ослаблений.

В заключение авторы выражают благодарность к.т.н. М. М. Левину за советы при написании этой статьи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Fox A. G. Proc. IRE, vol. 35, p. 1489, Dec. 1947.
2. Петросян Ф. Н. Расчет спектра на выходе непрерывного фазовращателя (настоящий сборник).
3. Саусворт. Принципы и применение волноводной передачи. «Советское радио», М., 1955.

Поступила 22 ноября 1961 г.

ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ И ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН

В. С. Бузинов
ВНИИФТРИ

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ОБРАЗЦОВОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ПОВЕРКИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ В ДИАПАЗОНЕ 50—400 Мгц

В статье рассматриваются погрешности образцовой установки, предназначенной для поверки и калибровки измерителей напряженности поля. Общая погрешность установки не превышает $\pm 5\%$.

Во ВНИИФТРИ разработана образцовая установка ОИМП-50-400 для поверки измерителей напряженности поля (ИМП) в диапазоне частот 50—400 Мгц. Поверка ИМП на этой установке производится по методу образцовой антенны, который состоит в том, что напряженность электромагнитного поля, созданного вспомогательным генератором, измеряется поочередно поверяемым ИМП и образцовым ИМП, содержащим образцовую приемную антенну. Блок-схема поверки ОИМП-50-400 показана на рис. 1.

Как видно из схемы, вспомогательное поле создается двумя типами антенн: в диапазоне 50—150 Мгц с помощью диполей, в диапазоне 150—400 Мгц — с помощью логарифмической антенны. В одном и другом случае излучаемая мощность контролируется с помощью прибора ИПСК-2, включенного в цепь передающей антенны. В качестве индикатора на выходе ответвителя ИПСК-2 включен (через аттенюатор или непосредственно) термопреобразователь ТВБ-3.

Образцовая приемная антенна представляет собой полуволновый диполь с известными параметрами. Зная наведенную в приемной антенне электродвижущую силу e и действующую длину диполя l_x , можно определить напряженность поля в месте расположения антенны:

$$E = \frac{e}{l_x}. \quad (1)$$

Действующая длина диполя рассчитывается с достаточной точностью [6, 2], величина же наведенной в антенне э.д.с. должна быть измерена. В рассматриваемом диапазоне частот определение э.д.с., индуцируемой в антенне, можно производить путем измерения тока в антенне [1] с помощью термопреобразователя типа ТВБ-3 (рис. 2) и дальнейшего расчета э.д.с. по известным параметрам цепи.

В этом случае в приемной антенне, работающей на резонансной частоте, в направлении максимального приема индуцируется э.д.с.

$$e = \alpha I (R_z + R_r), \quad (2)$$

где I — ток в антенне, а;

R_z — сопротивление излучения антенны, ом;

R_r — сопротивление подогревателя термопреобразователя, ом;

α — коэффициент, учитывающий частотную погрешность термопреобразователя.

Подставляя значение э.д.с. из выражения (2) в уравнение (1), получим значение напряженности поля в месте расположения приемной измерительной антенны:

$$E = \alpha \frac{I}{I_d} (R_z + R_r). \quad (3)$$

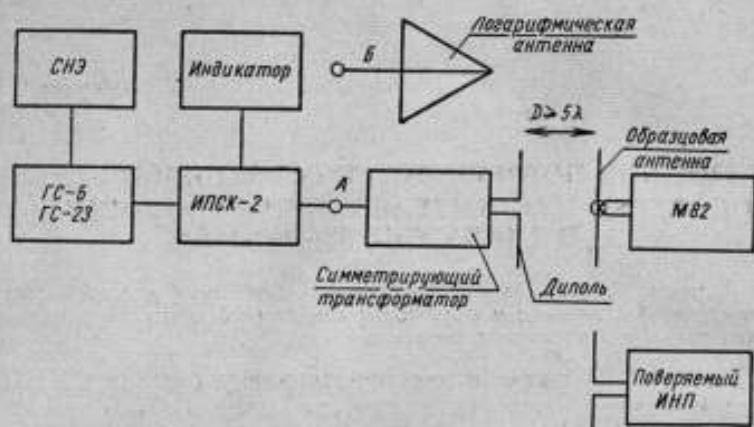


Рис. 1. Блок-схема установки ОИНП-50-400

Таким образом, определение напряженности поля сводится к измерению тока, индуцируемого в антенне, и к дальнейшему расчету напряженности поля по известным величинам I_d , R_z и R_r , входящим в выражение (3).

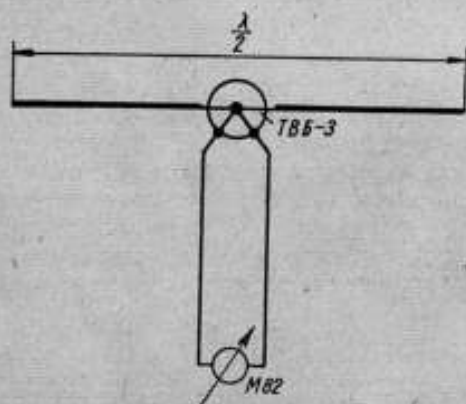


Рис. 2. Измерительная антенна с термопреобразователем типа ТВБ-3

При определении напряженности поля с помощью образцовой установки ОИНП-50-400 возникает ряд систематических и случайных погрешностей.

ПОГРЕШНОСТЬ, ВЫЗВАННАЯ НЕТОЧНОСТЬЮ ИЗМЕРЕНИЯ ВЕЛИЧИН, ВХОДЯЩИХ В РАСЧЕТНУЮ ФОРМУЛУ

Предельная погрешность γ_1 в процентах, вызванная неточностью измерения величин, входящих в расчетную формулу (3), определится выражением:

$$\gamma_1 = \sqrt{\xi_1^2 + \xi_2^2 + \left(\frac{R_z}{R_z + R_r}\right) \xi_3^2 + \left(\frac{R_r}{R_z + R_r}\right) \xi_4^2}. \quad (4)$$

где ξ_1 — погрешность измерения силы тока;
 ξ_2 — погрешность определения действующей длины антенны;
 ξ_3 — погрешность определения сопротивления излучения антенны;
 ξ_4 — погрешность определения сопротивления подогревателя ТВВ-3.

Погрешность измерения силы тока. На низких частотах эта погрешность определяется только погрешностью градуировки термопреобразователя на постоянном токе и не превосходит величины $\xi_1 = \pm 1,0\%$ (о частотной погрешности будет сказано ниже).

Погрешность определения действующей длины антенны. Действующая длина полуволнового диполя равна:

$$l_A = \frac{4l}{\pi} (1 + \Delta l_1), \quad (5)$$

где Δl_1 — величина относительного удлинения, обусловленная несинусоидальным распределением тока в диполе;

l — геометрическая длина настроенного в резонанс диполя, определяемая выражением:

$$l = \frac{\lambda}{4} (1 - \Delta l_2), \quad (6)$$

где λ — длина волны, м;

Δl_2 — необходимое укорочение полуволнового диполя для его настройки в резонанс.

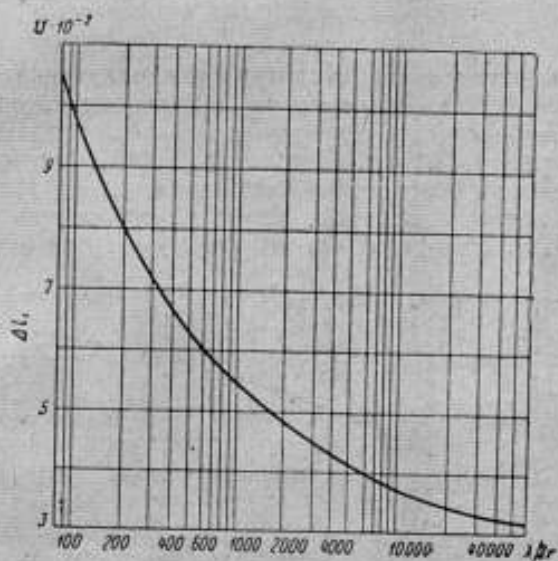


Рис. 3. Величина относительного удлинения, обусловленная несинусоидальным распределением тока в диполе

Величина поправок Δl_1 и Δl_2 , опубликованных в [6, 2], в зависимости от отношения длины волны (λ) к диаметру ($2r$) провода антенны, в более удобном масштабе приведены на рис. 3 и 4.

Величину погрешности определения действующей длины диполя, обусловленную неточностью воспроизведения геометрической длины и неточностью внесения поправок, можно считать равной $\xi_2 = \pm 1,5\%$.

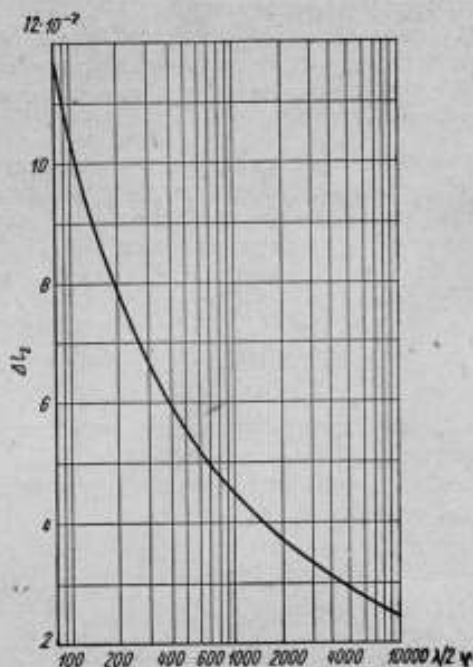


Рис. 4. Необходимое укорочение полуволнового диполя для его настройки в резонанс

Погрешность определения сопротивления излучения антенны. Сопротивление излучения R_z настроенной в резонанс антенны в свободном пространстве бесконечно тонкого идеально проводящего полуволнового диполя равно 73,1 ом. Для реально настроенного в резонанс полуволнового диполя резонансное сопротивление R_z зависит от соотношения длины волны к диаметру провода, из которого изготовлен диполь, и рассчитывается по известным формулам или определяется по

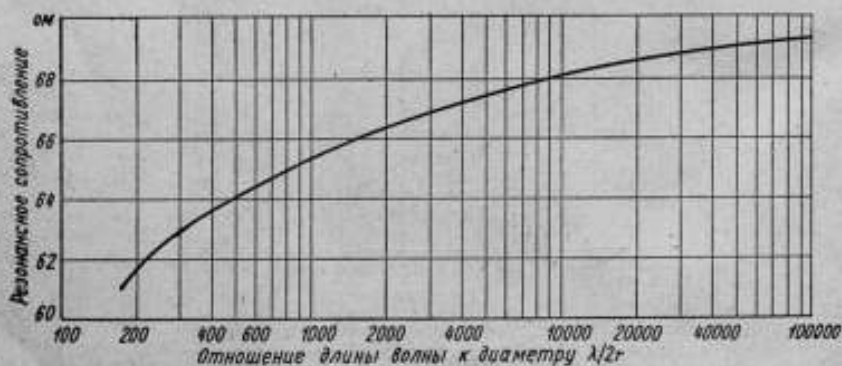


Рис. 5. Резонансное сопротивление полуволнового вибратора

расчетным кривым [6]. Для удобства расчетов резонансное сопротивление полуволнового вибратора приведено на рис. 5. Значения резонансных сопротивлений, приведенных на рисунке, получены в результате некоторых допущений. Имеющиеся экспериментальные данные [6], полученные различными авторами, дают основания полагать, что значения R_z достоверны с погрешностью $\xi_3 = \pm 5,0\%$.

На величине R_{Σ} может также сказываться влияние земли, что вызывает дополнительную погрешность в определении напряженности поля. Величина этой погрешности будет рассмотрена далее.

Погрешность определения сопротивления подогревателя ТВБ-3. Сопротивление подогревателя R_{τ} определяется путем измерения на постоянном токе с погрешностью ξ_4 , не превышающей $\pm 1,0\%$. До частоты 150 Мгц это сопротивление практически равно сопротивлению на постоянном токе (о частотной погрешности на более высоких частотах будет сказано ниже).

Суммируя все погрешности по формуле (3), получим величину погрешности, вызванную неточностью измерения величин, входящих в расчетную формулу, равную $\gamma_1 = \pm 2,6\%$.

ПОГРЕШНОСТЬ, ВЫЗВАННАЯ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

При определении напряженности поля по выражению (3) на частотах выше 150 Мгц возникает дополнительная систематическая погрешность из-за изменения сопротивления R_{τ} и нарушения калибровки по току; это связано, главным образом, с потерями в бусинке термопреобразователя и его резонансными свойствами, определяемыми параметрами L , C и R .

Опыт показывает, что целесообразно определять поправку сразу на величину систематической ошибки измерения напряженности поля E , не определяя отдельно погрешности измерения силы тока и погрешности из-за изменения сопротивления R_{τ} .

Для определения указанной погрешности измерения напряженности поля E применяется следующая методика. Выбираются две совершенно идентичные антенны. В одной антенне в качестве измерителя тока применен термопреобразователь, частотную характеристику которого необходимо определить. В другой антенне — термистор или болометр [1], не имеющий частотной погрешности в данном диапазоне частот [5].

Этими антеннами поочередно измеряют одно и то же электромагнитное поле, создаваемое вспомогательным стабильным генератором, и таким образом определяется частотная характеристика всей системы с термопреобразователем.

Схема включения термистора (болометра) и моста для измерения тока в антенне показана на рис. 6. Четвертьволновая короткозамкнутая емкостью линия, соединяющая термистор с измерительной схемой, представляет хороший изолятор и не влияет на погрешность измерения. Для данной конструкции это было подтверждено опытом путем подсоединения к термистору второй идентичной короткозамкнутой линии.

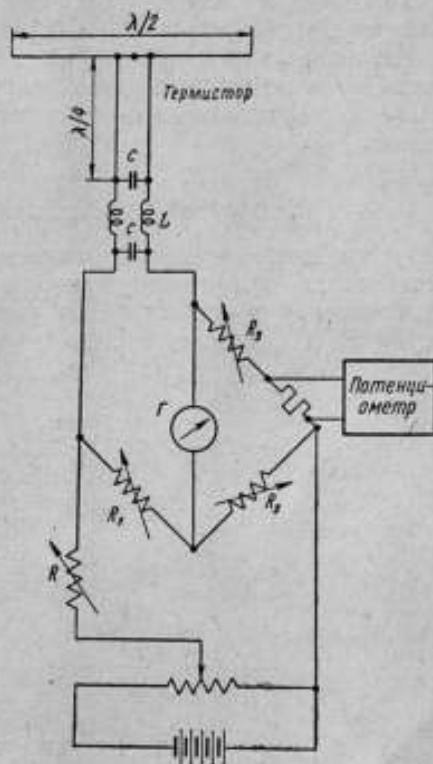


Рис. 6. Измерение тока в антенне термистором

Величина частотных поправок зависит не только от частоты, но и от типа выбранного термопреобразователя. В данной установке применен термопреобразователь типа ТВБ-3, имеющий небольшую частотную погрешность и обладающий достаточным сопротивлением подогревателя, что, как будет показано ниже, уменьшает погрешность, вызываемую влиянием земли.

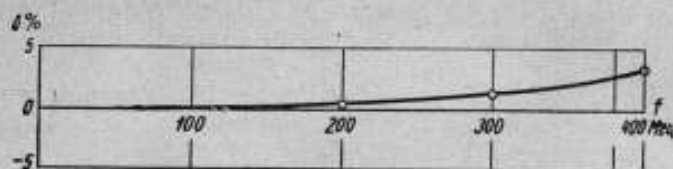


Рис. 7. Частотная характеристика термопреобразователя ТВБ-3 в условиях измерительной дипольной антенны

Примерная частотная характеристика термопреобразователя типа ТВБ-3 в условиях измерительной дипольной антенны, полученная описанным способом, приведена на рис. 7.

По вертикальной оси отложена величина поправки к значению E , полученному по выражению (3).

Неоднократные измерения показали, что систематическая погрешность, вызванная частотной характеристикой термопреобразователя, обычно не превосходит 5% и может быть исключена с точностью $\gamma_2 = \pm 2,0\%$.

ПОГРЕШНОСТЬ, ВЫЗВАННАЯ ВЛИЯНИЕМ ЗЕМЛИ

Напряженность поля, определяемая выражением (3), будет соответствовать истинному значению лишь в том случае, если измерения производятся в свободном пространстве. В действительности же проверка ИНП производится над поверхностью земли, что вызывает по-

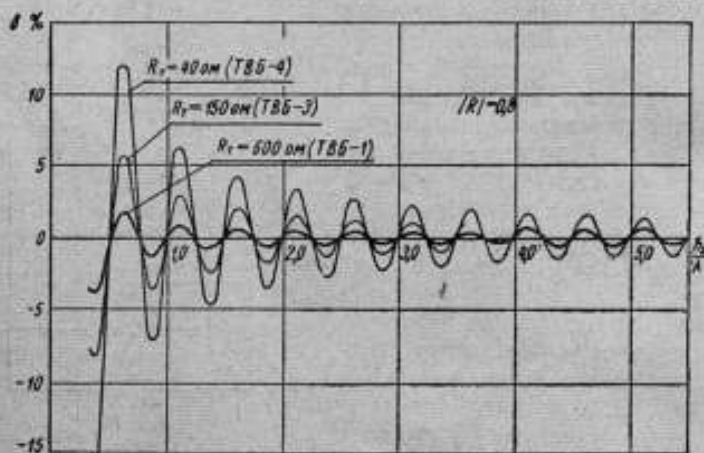


Рис. 8. Погрешность измерения напряженности поля, вызванная влиянием земли

грешность в измерении. Эта погрешность систематическая, зависящая от высоты подъема антенны над землей, параметров почвы и нагрузки антенны [3].

При работе с измерительными антеннами, производимой обычно на небольшой высоте над землей, сопротивление, вносимое в приемную

антенну ее зеркальным отображением, влияет как на активную, так и на реактивную составляющую сопротивления приемной антенны.

Это приводит не только к изменению тока в приемной антенне, но и к изменению ее настройки в резонанс. Все это следует учитывать при аттестации образцовых антенн.

Величина погрешности, вызванной влиянием земли для трех типов термопреобразователей при коэффициенте отражения земли равном 0,8, представлена на рис. 8.

С точки зрения погрешности, вызванной влиянием земли, следует применять термопреобразователи с наибольшим сопротивлением подогревателя, т. е. термопреобразователи типа ТВБ-1. Однако термопреобразователи типа ТВБ-1 имеют очень большую частотную зависимость и практически могут применяться лишь до 150 МГц.

Термопреобразователи же ТВБ-3 и ТВБ-4 имеют значительную погрешность, вызываемую влиянием земли, но имеют меньшую частотную погрешность.

Наиболее подходящими можно считать термопреобразователи типа ТВБ-3. Этот тип термопреобразователей имеет наименьшую частотную погрешность во всем диапазоне до 400 МГц. Что касается влияния земли, то можно выбрать высоту подъема h_2 приемного диполя [4], соответствующую точкам (рис. 8) наименьшей погрешности,

$$h_2 = 0,25n\lambda,$$

где n — числа 2, 3 и т. д.

При $h_2 < 2\lambda$ высоту подъема h_2 , соответствующую точкам наименьшей погрешности, следует устанавливать с погрешностью не более $\pm 5\%$. В этом случае можно считать, что систематическая погрешность, вызванная влиянием земли, исключена с погрешностью $\gamma_3 = \pm 2,0\%$.

ПОГРЕШНОСТЬ, ВЫЗВАННАЯ ИЗМЕНЕНИЕМ ТЕМПЕРАТУРЫ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

Погрешность γ_4 вызывается колебанием температуры окружающей среды, что влечет за собой изменение градуировки термопреобразователей ТВБ.

Для определения величины погрешности были проведены градуировки одних и тех же термопреобразователей при температуре -30 и $+10^\circ\text{C}$. Для данного перепада температуры погрешность оказалась равной 4% .

Если в процессе эксперимента допустить колебание температуры $\pm 10^\circ\text{C}$, то погрешность γ_4 можно принять равной $\pm 1\%$.

При больших колебаниях температуры следует вводить поправки.

ПОГРЕШНОСТЬ, ВЫЗВАННАЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЬЮ ГЕНЕРАТОРА

Во время поверки ИНП величина вспомогательного поля должна поддерживаться постоянной.

В данной установке это осуществляется с помощью ИПСК-2 и термопреобразователя. Многократные измерения показали, что при таком способе поддержания на одном уровне величины поля постоянство его обеспечивается с погрешностью $\gamma_5 = 0,35\%$.

ОБЩАЯ ВОЗМОЖНАЯ ПОГРЕШНОСТЬ УСТАНОВКИ

Образцовая установка типа ОИНП-50-400 имеет как систематические, так и случайные погрешности. Систематические погрешности исследовались и исключались. Наибольшая погрешность γ образцовой установки для поверки и калибровки измерителей напряженности поля суммировалась из случайных и неисключенных остатков системати-

ческих погрешностей по закону суммирования случайных погрешностей.

Принимая предельные значения рассмотренных погрешностей, получим общую возможную погрешность образцовой установки, равную $\gamma = \pm 5\%$.

Величина погрешности образцовой установки удовлетворяет современным требованиям, так как измерители напряженности поля этого диапазона имеют погрешность не менее $\pm 15\%$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бузинов В. С. Измерительная техника, № 12, 1961.
2. Greene F. M., Solow M. I. Res. NBS, 44,5, 1950.
3. Greene F. M. I. Res. NBS, 44,2, 1950.
4. Надеенко С. И. Антенны, М., 1959.
5. Стрижков Г. М. и Рабинович Б. Е. Измерительная техника, № 10, 1959.
6. Щелкунов С. и Флвис Г. Антенны, Советское радио, М., 1955.

Поступила 11 ноября 1961 г.

УСТАНОВКА ДЛЯ ТОЧНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ РУПОРНЫХ АНТЕНН МЕТОДОМ ДВУХ АНТЕНН В ТРЕХСАНТИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ВОЛН

В статье описывается установка для измерения эффективной площади рупорных антенн в трехсантиметровом диапазоне волн. В основу измерения положен метод двух антенн. Отношение мощностей в приемной и излучающей антеннах измеряется методом замещения с помощью образцового аттенюатора. Установка позволяет производить измерение эффективной площади с погрешностью не более $\pm 3\%$.

Эффективной площадью рупорной антенны называется отношение мощности на согласованной нагрузке этой антенны к плотности потока мощности в месте расположения антенны. Эта величина зависит как от свойств и параметров антенны, так и от конфигурации электромагнитного поля. Эффективная площадь антенны в сферическом или другом криволинейном поле будет отличаться от эффективной площади в плоском поле. На величину такой площади влияет наличие близко расположенных отражающих поверхностей.

Для устранения такой неоднозначности за значение эффективной площади измерительной антенны принимается ее значение в плоском однородном поле. Отличие же эффективной площади в данном поле от этого значения должно рассматриваться как погрешность.

Для измерения эффективной площади рупорных антенн можно использовать известные в литературе [1] методы: метод двух антенн и метод отражений от зеркала.

Сущность метода двух антенн заключается в том, что для излучающей и приемной антенн на основании принципа взаимности имеет место равенство:

$$S_1 S_2 = \lambda R \frac{P_{пр}}{P_{изл}}, \quad (1)$$

где S_1 — эффективная площадь первой антенны

S_2 — эффективная площадь второй антенны (какая из них излучающая, а какая приемная, значения не имеет);

$P_{изл}$ — мощность, подводимая к излучающей антенне;

$P_{пр}$ — мощность на согласованной нагрузке приемной антенны;

λ — длина волны;

R — расстояние между раскрывами рупоров.

Если антенны одинаковые, т. е. $S_1 = S_2$, то равенство (1) принимает вид:

$$S = \lambda R \sqrt{\frac{P_{пр}}{P_{изл}}}. \quad (2)$$

Это выражение используется для определения эффективной площади рупорных антенн. Длина волны λ и расстояние между антеннами

R могут быть измерены с достаточно малой погрешностью. В связи с этим погрешность измерения эффективной площади будет, в основном, определяться погрешностью измерения величины $\frac{P_{пр}}{P_{изл}}$.

Это отношение может быть определено путем непосредственного измерения мощностей термисторным измерителем мощности. Однако это затруднено тем, что при достаточно большом расстоянии между приемной и передающей антеннами, необходимость которого будет показана ниже, мощность в приемной антенне оказывается слишком малой для измерения термисторным измерителем мощности.

В описываемой установке отношение мощностей измерялось методом замещения с помощью образцового аттенюатора.

Блок-схема, показывающая принцип измерения, представлена на рис. 1.

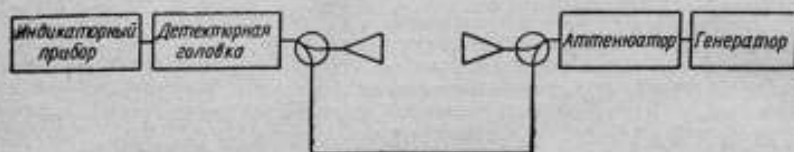


Рис. 1. Простейшая блок-схема измерения эффективной площади рупорных антенн по методу двух антенн

Сигнал от генератора может подаваться на детекторную головку одним из двух путей в зависимости от положений переключателей: через образцовый аттенюатор и антенны;

через образцовый аттенюатор и обводной волновод, минуя антенны.

Очевидно, если показания индикатора детектора при прохождении сигнала через антенны и при нулевом положении образцового аттенюатора равны показаниям индикатора при прохождении сигнала через обводной волновод при некотором затухании, введенном на образцовом аттенюаторе, то затухание аттенюатора равно затуханию между антеннами.

Такой способ измерения, кроме погрешностей, свойственных методу замещения при измерении затухания аттенюаторов [2 и 3], обладает специфической погрешностью, вызванной затуханием обводного волновода.

Эта погрешность может быть уменьшена, если затухание тракта на участке от переключателя до передающей антенны сделать близким к затуханию обводного волновода, например, сделав указанные волноводы одинаковой длины. Остаточная погрешность, выраженная в децибелах, будет равна разности затуханий волноводов.

Для исключения остаточной погрешности применен следующий способ: если путем соответствующей коммутации в схеме приемную и передающую антенну поменять ролями, то остаточная погрешность изменит знак, но не изменит величины. По этой причине среднее арифметическое значение затухания, полученное в результате двух измерений, при которых антенны меняются ролями, не будет иметь погрешности из-за неравенства затуханий отдельных участков установки.

Чтобы реализовать описанный прием, в установку введен дополнительный переключатель и детекторная головка. Для согласования трактов поставлены согласующие трансформаторы. Полная блок-схема установки изображена на рис. 2. Из сказанного ясно, что потери в согласующих трансформаторах не вносят погрешности в измерение. Установка представлена на рис. 3.

Как указывалось, эффективная площадь антенны должна измеряться в плоском поле. Поэтому расстояние между приемной и пере-

дающей антеннами должно быть таким, при котором поле в районе приемной антенны является достаточно плоским. Зависимость погрешности измерения от расстояния между антеннами вследствие кривизны

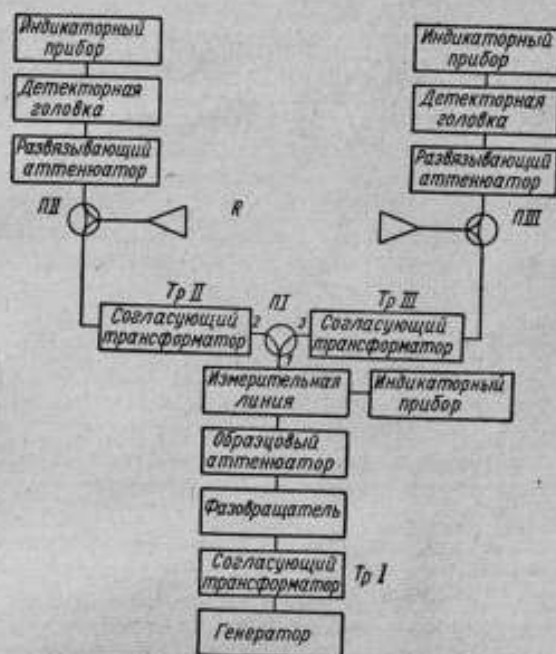


Рис. 2. Полная блок-схема установки для точного измерения эффективной площади рупорных антенн

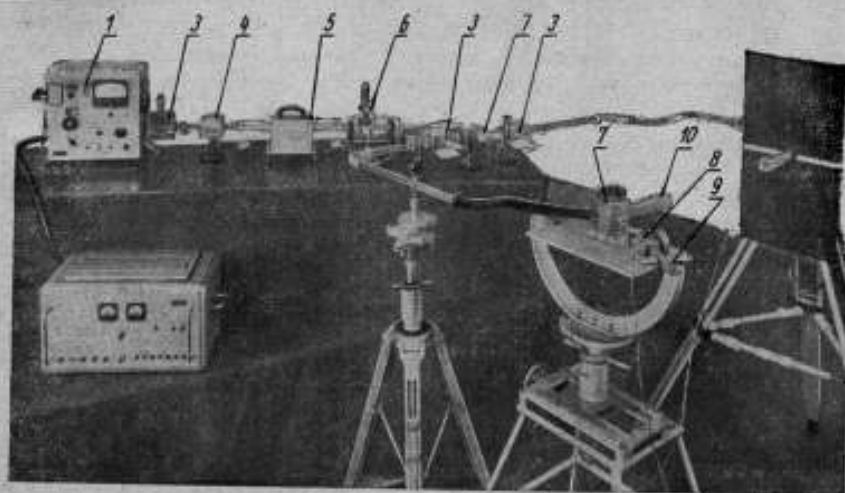


Рис. 3. Установка для аттестации рупорных антенн

1 — генератор; 2 — блок питания; 3 — согласующий трансформатор; 4 — фазовращатель; 5 — аттенуатор; 6 — измерительная линия; 7 — волноводный переключатель; 8 — развязывающий аттенуатор; 9 — детекторная головка; 10 — антенна; 11 — поглощающий экран

фронта волн установлена в статье Брауна [4]. Таким образом, имеется возможность выбрать расстояние между антеннами, при котором эта погрешность не будет превосходить заданной величины. В описывае-

мой установке расстояние было выбрано из условия получения погрешности не больше 0,5%. Для антенн трехсантиметрового диапазона с эффективной площадью около 50 см² это расстояние оказалось равным приблизительно 3,5 м. Если же расстояние между антеннами, необходимое для получения пренебрежимо малой погрешности, оказывается настолько большим, что реализовать его затруднительно, в результате измерений может быть внесена поправка.

Для согласования выхода генератора тракт, идущий от генератора, замыкается накоротко переключателем *III*. Согласование производится трансформатором *TrI* с помощью фазовращателя и зондовой головки измерительной линии до к.с.в.н. $\leq 1,1$ [5]. Затем переключатель *III* ставится в положение 1—2 или 1—3 и согласующими трансформаторами *TrII* и *TrIII* согласовывается соответственно левое и правое плечи тракта, нагруженные поочередно то антенной, то детекторной головкой, до к.с.в.н. 1,15. Такое согласование возможно по той причине, что собственные к.с.в.н. антенны и детекторной головки с развязывающим аттенуатором малы и основным источником отражений являются неоднородности в трактах: повороты, гибкие волноводы, переключатели и т. д. Все эти неоднородности являются общими при подключении к тракту как антенны, так и детекторной головки. После согласования тракта измеряется затухание между антеннами и по формуле (2) вычисляется *S*.

Антенны установлены на координатные устройства на высоте около 1,5 м и присоединены к тракту гибким волноводом. Наводка антенн производится по максимуму сигнала в приемной антенне.

Чтобы отражения от координатных устройств, на которых укреплены антенны, не влияли на результаты измерений, за соединительными фланцами антенн были установлены щиты из специального поглощающего материала. Свидетельством отсутствия отражений служит тот факт, что поступательное перемещение любой из антенн на расстояние в несколько длин волн не изменяет сигнала в приемной антенне. При отсутствии поглощающих щитов поступательное перемещение антенн вызывало изменение сигнала в приемной антенне с периодичностью, равной половине длины волны. Перемещение металлических листов около стен, пола и частей установки, не закрытых поглощающими щитами, так же не вызывает изменения сигнала в приемной антенне. Это свидетельствует об отсутствии влияния на результаты измерений отражений от стен, пола и самой установки благодаря острой диаграмме направленности антенн.

В процессе измерения уровень выхода генератора поддерживался постоянным и контролировался по индикаторному прибору генератора. Нестабильность частоты не превышала 0,1%.

Погрешность измерения эффективной площади антенн на установке определяется следующими составляющими:

1. Погрешностью наведения δ_1 . Эта погрешность случайная, антенны наводились с погрешностью не более 1%:

$$\delta_1 \leq \pm 1\%.$$

2. Погрешностью образцового аттенуатора δ_2 . В установке использовался поляризационный аттенуатор АВП-122, погрешность которого составляет 2%, и определяется, главным образом, погрешностью отсчета и является случайной погрешностью:

$$\delta_2 \leq \pm 2\%.$$

3. Погрешностью за счет рассогласования δ_3 . В установке к.с.в.н. генератора $\leq 1,1$ к.с.в.н. тракта $\leq 1,15$.

Поэтому погрешность за счет рассогласования составляет $\pm 1\%$:

$$\delta_3 \leq \pm 1\%.$$

4. Погрешностью измерения частоты δ_4 . Во время измерения частота поддерживается постоянной и измеряется с погрешностью не более $\pm 0,1\%$:

$$\delta_4 \leq \pm 0,1\%.$$

5. Погрешностью измерения расстояния между антеннами δ_5 . Расстояние может быть измерено с точностью $\pm 0,5$ см. При расстоянии между антеннами 3—4 м это составляет погрешность не более $\pm 0,2\%$:

$$\delta_5 \leq \pm 0,2\%.$$

6. Предельной случайной погрешностью δ_6 , вызванной нестабильностью схемы индикаторного прибора, нестабильностью выходного уровня генератора, неповторяемостью потерь в переключателях. На основании десяти измерений на одной частоте она составила $\pm 4\%$:

$$\delta_6 \leq \pm 4\%.$$

Общая погрешность определения S при разовом измерении является случайной погрешностью и составляет:

$$\delta = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2 + \delta_4^2 + \delta_5^2 + \delta_6^2} \approx 5\%.$$

На установке (рис. 3) была произведена аттестация образцовых антенн ВНИИФТРИ, которая состояла в точном измерении эффективной площади антенн. Площадь антенны была измерена на шести частотах диапазона. Результаты представлены в таблице.

Частота МГц	8400	8800	9400	10000	10600	11500
S , см ²	51,8	51,2	51,4	51,8	51,1	51,8

На каждой частоте измерения проводились не менее 5 раз, причем каждый раз заново наводились антенны и в случае необходимости согласовывался тракт. В таблице представлены усредненные из пяти измерений результаты. Так как на каждой частоте измерения проводились не менее пяти раз, то погрешность результата в $\sqrt{5}$ раз меньше погрешности отдельного измерения и составляет примерно 2—2,5%.

Как следует из таблицы, для измеренных антенн не наблюдается зависимости эффективной площади от частоты в пределах погрешности измерений. Следовательно, результаты измерений на разных частотах можно усреднить и приписать этим антеннам значение эффективной площади 51,5 см². Это хорошо совпадает с расчетной величиной $S_{эфф} = 0,811 S_{geom}$ [1], которая для данных антенн составляет 52 см².

При помощи метода двух антенн измеряется среднее геометрическое значение эффективных площадей двух антенн. Если эти антенны одинаковы, то измеренная величина равна действительному значению $S_{эфф}$. Если же две антенны несколько отличаются одна от другой, то измеренная величина не равна действительному значению $S_{эфф}$ каждой из антенн. Для определения эффективной площади каждой антенны применяется третья антенна с таким же номинальным значением $S_{эфф}$.

В результате измерения по методу двух антенн каждой пары из трех имеющихся антенн получаются три уравнения:

$$\sqrt{S_1 S_2} = a_1; \quad \sqrt{S_2 S_3} = a_2; \quad \sqrt{S_1 S_3} = a_3, \quad (3)$$

где S_1, S_2, S_3 — действительные значения эффективной площади первой, второй и третьей антенн соответственно;

a_1, a_2, a_3 — результаты измерений по методу двух антенн.

Решая систему уравнений (3), получаем выражения для значений S_1, S_2, S_3 :

$$S_1 = \frac{a_1 \cdot a_3}{a_2}; \quad S_2 = \frac{a_1 \cdot a_2}{a_3}; \quad S_3 = \frac{a_2 \cdot a_3}{a_1}. \quad (4)$$

Погрешность определения эффективной площади при этом увеличится в 3 раза и составит примерно $\pm 4\%$.

Недостатком предлагаемой схемы является ее громоздкость и наличие большого количества элементов высокочастотного тракта и длинных отрезков волновода.

Аналогичные установки могут быть созданы для аттестации рупорных антенн других диапазонов длин волн, например, 2-, 4- и 5-сантиметровых. На более низких частотах использование коаксиальных кабелей упрощает сборку установки и делает антенны более подвижными. Расстояние между антеннами, необходимое для выполнения условия плоского фронта волн, в значительной степени зависит от частоты и будет тем меньше, чем больше длина волны [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Айзенберг Г. З. Антенны ультракоротких волн, Связьиздат, 1957.
2. Антенны сантиметровых волн, под ред. Я. Н. Фельда, т. II, гл. XV, § 18, Советское радио, М., 1950.
3. Герценштейн М. Е. и Брянский Л. Н. Погрешности ослабителя вследствие рассогласования в тракте сверхвысоких частот, Измерительная техника, № 1, 1956.
4. Вауп Е. Н. Gain of Electromagnetic Horns, Proc. IRE, vol. 41, № 1, 1953, pp. 109—115.
5. Брянский Л. Н. Измерение к. с. в. и генератора с помощью фазовращателя, Измерительная техника, № 2, 1960.
6. Брянский Л. Н. Поглощающие волноводные ослабители миллиметрового диапазона волн и методы их градуировки, Труды институтов Комитета, вып. 44 (104), Стандартгиз, 1960.

Поступила 11 ноября 1961 г.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	<i>Стр.</i>
Предисловие	3
Измерения напряжений	
А. М. Федоров, Исследование метода определения частотных погрешностей диодных вольтметров при частотах до 3000 <i>Мгц</i>	5
Н. А. Степанюк, Измерительный усилитель	17
Измерения мощности	
В. Р. Ловань, Погрешности электродинамического измерителя тока в проходящей мощности	23
Измерения затуханий	
Л. Н. Брянский, Прецизионный аттенюатор поляризационного типа	41
Ф. Н. Петросян, К применению двухступенчатой градуировки в супергетеродинах измерителях ослаблений	57
Измерения фазы	
И. К. Поздняков, Определение погрешности фазометров методом самопроверки	59
И. К. Поздняков, Определение амплитудных погрешностей фазометров	75
Ф. Н. Петросян, Расчет спектра на выходе непрерывного фазовращателя	79
Ф. Н. Петросян и В. А. Гольба, Методика исследования и настройки секций непрерывного фазовращателя	83
Измерения напряженности поля и параметров антенн	
В. С. Бузинов, Исследование погрешностей образцовой установки для проверки измерителей напряженности поля в диапазоне 50—400 <i>Мгц</i>	89
М. М. Левин и И. П. Краснописцев, Установка для точного измерения эффективной площади рупорных антенн методом двух антенн в трехсантиметровом диапазоне волн	97

Редактор *Н. А. Куликова*
Техн. редактор *А. Е. Матвеева*
Корректоры: *В. С. Шуб, Г. М. Гапенкова*

Т-04946	Стандартгиз.	Москва.	Сдано в набор 26/VI 1962 г.
Подписано к печати 24/IV 1963 г.		Формат бумаги 70×108/16.	3,25 бум. л.
6,5 печ. л.	8,5 уч.-изд. л.	Тираж 1000.	Цена 60 коп. Заказ 327

Типография издательства МГУ, Москва, Ленинские горы

Цена 60 коп.

