

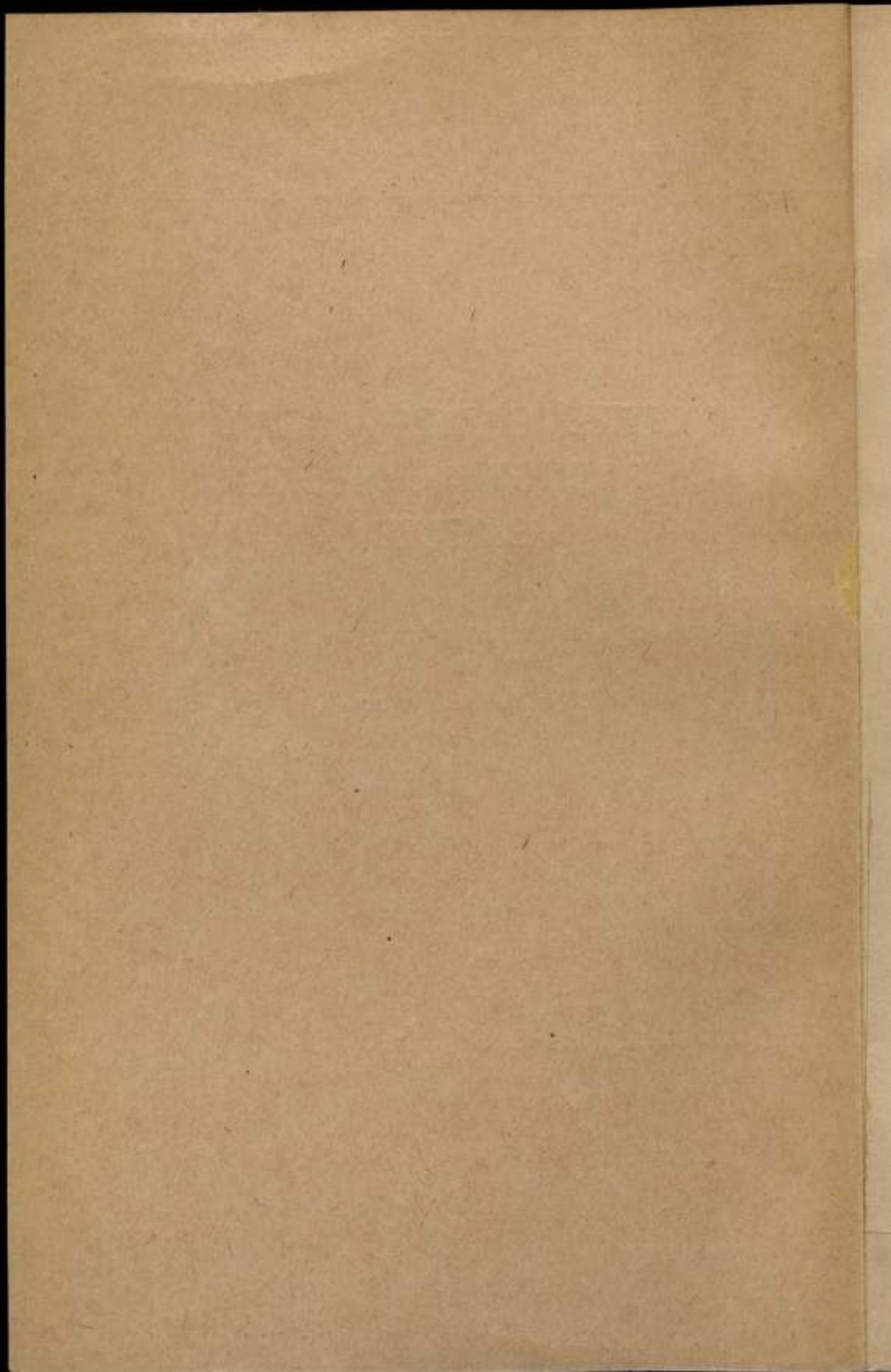
**ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ
И М.Д.И. МЕНДЕЛЕЕВА**

**ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ**

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 107(167)





ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

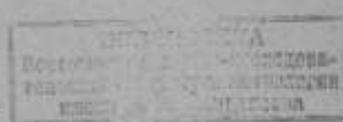
Ж 141730

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

ВЫПУСК 107 (167)

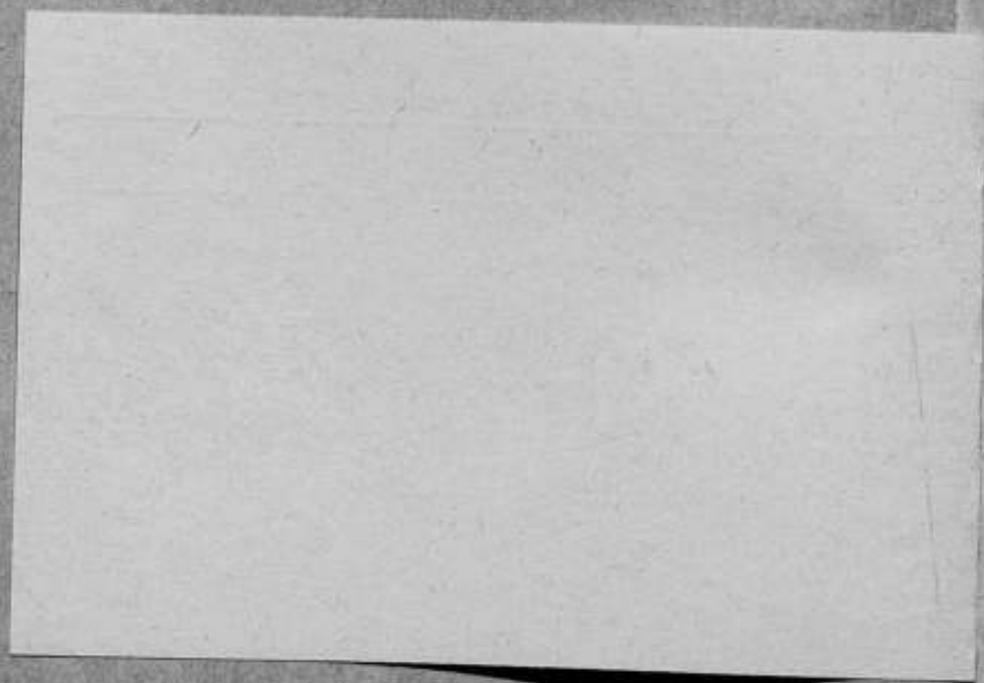
ПОД РЕДАКЦИЕЙ

к. т. н. Б. Е. РАБИНОВИЧА



ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Стр.	Строка	Напечатано	Следует читать
19	11-я сверху	рис. 2	рис. 3
20	14-я снизу	рис. 3, 4	рис. 2, 4
.	17-я снизу	рис. 5	рис. 4
.	18-я снизу	рис. 3	рис. 2
21	20-я снизу	рис. 6	рис. 5
22	7-я сверху	рис. 7	рис. 6
27	Таблица 4 2-строка	15, 657	15, 597
34	Формула (27)	$\Delta N'_{доп} = 20 \lg [1 - S_{12} \Gamma_r \Gamma_n]$	$\Delta N'_{доп} = 20 \lg [1 - S_{12}^2 \Gamma_r \Gamma_n]$
38	Формула (6)	τ^{-3}	τ_3^{-1}
49	Формула (28)	U_{10}	U_{10}^2
72	2-я снизу	на выходе	входе



ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
МЕТРОЛОГИИ им. Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

ж 141738

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

ВЫПУСК 107 (167)

ПОД РЕДАКЦИЕЙ

к. т. н. Б. Е. РАБИНОВИЧА



ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ

Москва — Ленинград

1969

Редакционный совет

П. Н. Агалецкий, Н. Н. Александрова, В. О. Арутюнов,
С. В. Горбачевич, Е. Ф. Долинский, М. К. Жоховский,
Л. М. Закс, В. В. Кандыба, А. И. Каргашев, Л. К. Каяк,
И. И. Киренков, Д. К. Коллеров, Т. Б. Рождественская,
Е. Н. Чечурина, К. П. Широков

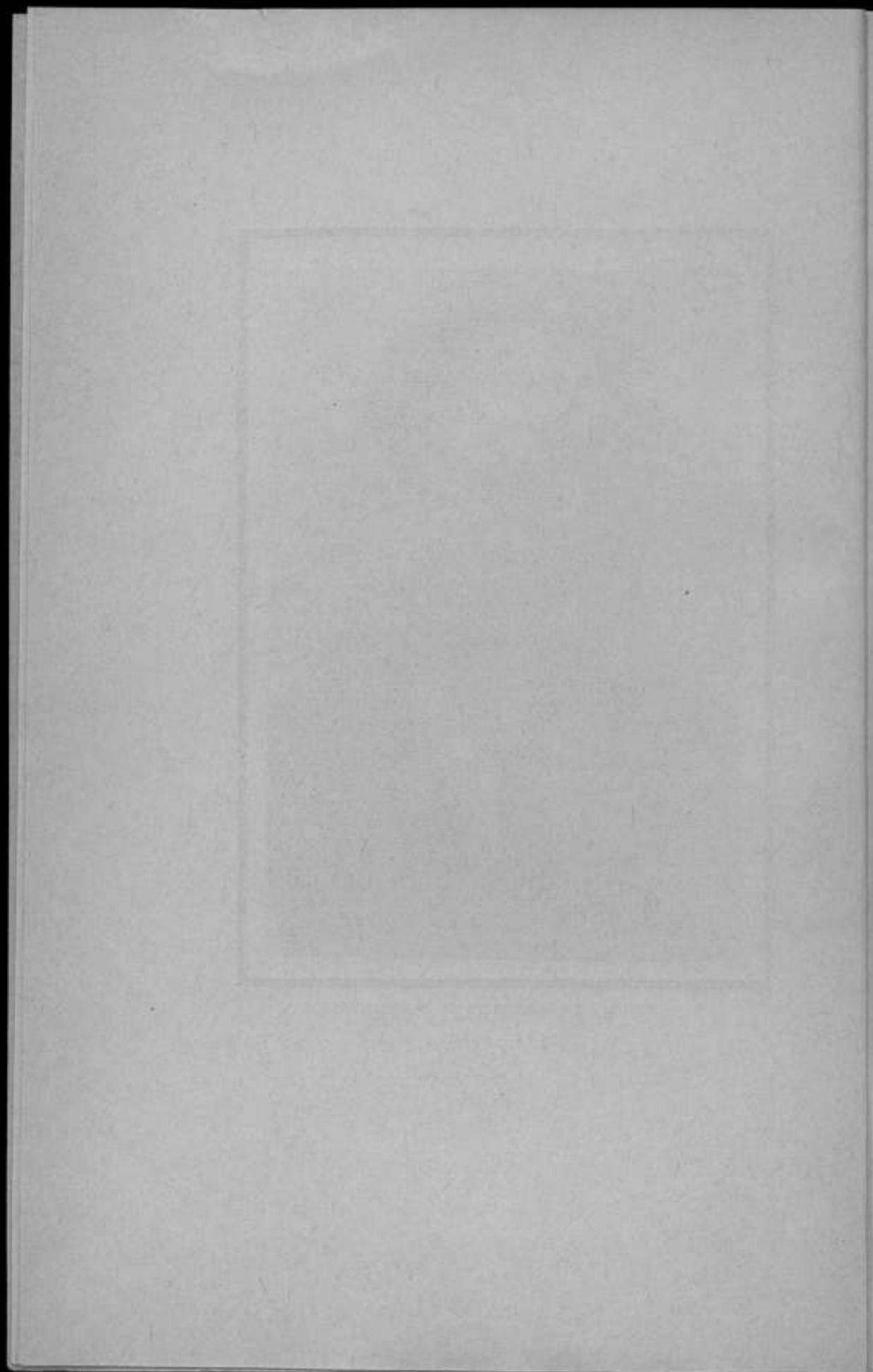
Ответственный редактор

д-р техн. наук проф. *В. О. АРУТЮНОВ*



БЕНЦИОН ЕФИМОВИЧ РАБИНОВИЧ

1914—1968



ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящем сборнике изложены некоторые результаты высоко-частотных измерений, выполненных в последние годы во Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии им. Д. И. Менделеева.

Сборник начинается статьями в области измерения напряжений (Крестовский В. В., Рабинович Б. Е., Федоров А. М.), в которых описаны новые способы градуировки электронных вольтметров в диапазоне с. в. ч. с помощью измерителя мощности и фазовращателя.

Две работы посвящены измерению ослаблений при высоких частотах (Осейко А. А., Стоякина О. В.). В одной из них приведен анализ погрешностей измерения ослабления методом модулированной поднесущей, а в другой описан и проанализирован метод уменьшения погрешности расогласования при измерении ослаблений.

Пять статей посвящены измерению мощности при высоких частотах (Кржимовский В. И., Морозова Т. Б., Стрелкова Е. И., Телитченко Г. П.).

В первой работе рассмотрены погрешности калориметра вследствие изменения окружающей температуры. Во второй — описан термисторный и болометрический мосты повышенной точности, предназначенные для измерения малых уровней мощности с. в. ч. и отношения мощностей. В третьей и четвертой статьях рассмотрены погрешности и методика поверки диодных измерителей большой мощности, работающих в диапазоне дециметровых волн. В пятой описан способ уменьшения погрешности расогласования при измерении опорного уровня мощности генераторов.

Пять работ посвящены измерению частот (Кочугуров В. В., Романенко В. В., Соловьева Л. А., Тайманов Р. Е.). В первых трех статьях рассмотрены апериодические множители частоты и предъявляемые к ним требования. В четвертой анализируется цепочечная структура синтезатора частот. В пятой рассмотрен метод обработки результатов сличения частот высокостабильных генераторов.

В двух последних работах рассмотрены отдельные вопросы измерительной техники (Вайсбанд М. Д., Рабинович С. Г.). В одной из них описан высокоомный измерительный усилитель постоянного тока с импульсным модулятором, а в другой — анализ флуктуаций гальванометрических автокомпенсаторов.

Редактирование сборника было выполнено руководителем отдела высокочастотных измерений Рабиновичем Б. Е., безвременно скончавшимся во время подготовки сборника к изданию.

Редактор

БЕНЦИОН ЕФИМОВИЧ РАБИНОВИЧ

29 марта 1968 г. после продолжительной болезни скончался видный метролог нашей страны, руководитель отдела высокочастотных измерений, кандидат технических наук, член КПСС с 1945 г., Бенцион Ефимович Рабинович.

Трудовую деятельность Бенцион Ефимович начал в 1930 г. на заводе им. Козицкого в должности радиомонтера. В 1939 г. перешел на работу во ВНИИМ в качестве младшего научного сотрудника. За 38 лет трудовой деятельности он прошел большой творческий путь ученого.

В 1948 г. после получения степени кандидата технических наук Бенцион Ефимович возглавил лабораторию токов высокой частоты. Под его руководством значительно расширилась тематика работ лаборатории. Благодаря трудам, таланту и энергии Бенциона Ефимовича в лаборатории были развернуты работы по созданию исходных и образцовых средств в области измерений напряжения, мощности, ослабления и угла сдвига фаз при высоких и сверхвысоких частотах.

Под руководством Б. Е. Рабиновича и при его непосредственном участии был разработан ряд образцовых приборов, обеспечивающих единство измерений в важных областях народного хозяйства.

Благодаря работам Бенциона Ефимовича в Советском Союзе создана необходимая для развития радиотехнической промышленности метрологическая база в области измерений на высоких частотах, находящаяся на уровне достижений зарубежной метрологии.

Работы Бенциона Ефимовича в области теоретической метрологии получили широкую известность и стали настольным пособием специалистов-метрологов.

Бенцион Ефимович является автором 45 печатных трудов и четырех изобретений.

За плодотворную научную и общественную деятельность он награжден медалью «За трудовую доблесть» и золотой медалью ВДНХ.

С большим вниманием относился Бенцион Ефимович к воспитанию молодых ученых, передавая им свой опыт и знания. Плодотворную научную деятельность Бенцион Ефимович сочетал с большой общественной работой.

В расцвете творческих сил от нас ушел замечательный человек, обладавший неиссякаемым запасом душевной теплоты и доброты, талантливый ученый, общественный деятель.

Группа товарищей

ИЗМЕРЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ

УДК 621.317.725.089.6 : 621.38

В. В. КРЕСТОВСКИЙ, Б. Е. РАБИНОВИЧ, А. М. ФЕДОРОВ
ВНИИМ

СПОСОБ ГРАДУИРОВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ ПРИ ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ С ПОМОЩЬЮ ИЗМЕРИТЕЛЯ МОЩНОСТИ И ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

Как известно, в электронных вольтметрах при высоких частотах наблюдаются существенные систематические погрешности, для исключения которых применяется градуировка вольтметров на рабочих частотах. Например, для градуировки при частотах до 1000 МГц применяют образцовый термисторный измеритель напряжения и супергетеродинный измеритель отношения напряжений [1], а при частотах до 3000 МГц — косвенное измерение напряжения по известной мощности, проходящей по измерительной линии, и ее волновому сопротивлению * [2].

Применяя серийные измерительные линии, невозможно градуировать вольтметры, имеющие пробники большого диаметра или в виде тройника, включаемого в коаксиальный тракт. Кроме того, градуировка весьма трудоемка.

Для устранения этих недостатков во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева разработан новый способ градуировки вольтметров, теория которого состоит в следующем.

Известно, что проходящая через линию передачи мощность P связана с напряжением и волновым сопротивлением линии соотношениями:

$$P = \frac{U_{\max}^2}{rZ_0} \quad (1)$$

и

$$P = \frac{U_{\min}^2 r}{Z_0} \quad (2)$$

где U_{\max} и U_{\min} — действующие значения напряжения в пучности и в узле, σ ;

Z_0 — волновое сопротивление линии передачи, ом ;

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

Из уравнений (1) и (2) следует

$$U_{\max}^2 = PZ_0 r \quad (3)$$

и

$$U_{\min}^2 = P \frac{Z_0}{r} \quad (4)$$

* Федоров А. М., Рабинович Б. Е. Способ градуировки вольтметров в диапазоне с. в. ч. Пат. свид. № 150890. «Бюллетень изобретений», 1962, № 20.

Регулируя уровень мощности, можно последовательно добиться одного и того же показания вольтметра, включенного параллельно линии сначала в пучности, а затем в узел напряжения, и измерить в том и другом случае проходящую через линию передачи мощность. Результаты измерений можно записать в виде системы уравнений:

$$U_{x_1}^2 = P_1 r_1 Z_0, \quad (5)$$

$$U_{x_2}^2 = P_2 \frac{Z_0}{r_2}, \quad (6)$$

$$U_{x_1} = U_{x_2} = U_x, \quad (7)$$

где U_x — измеряемое напряжение;

P_1 и P_2 — мощности, проходящие через линию передачи при измерении вольтметром напряжений в пучности и в узле.

Перемножив уравнения (5) и (6) и произведя преобразования с учетом условия (7), получим для расчета действительного напряжения на входе вольтметра формулу

$$U_x = \sqrt[4]{P_1 P_2 Z_0^2 \frac{r_1}{r_2}} = \sqrt[4]{P_1 P_2 Z_0^2 \left(1 + \frac{\Delta r}{r_2}\right)}, \quad (8)$$

где $\Delta r = r_1 - r_2$.

Если к. с. в. н. при первом и втором измерении остается постоянным ($\Delta r = 0$), то формула (8) приобретает вид

$$U_x = \sqrt[4]{P_1 P_2 Z_0^2}. \quad (9)$$

Блок-схема измерительной установки для градуировки электронных вольтметров по описанному способу представлена на рис. 1. Мощность

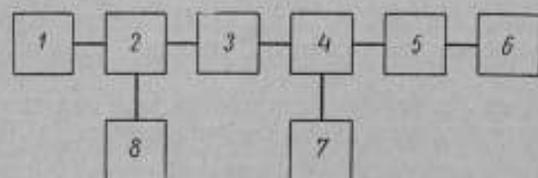


Рис. 1. Блок-схема измерительной установки для градуировки электронных вольтметров.

от генератора 1 через коаксиальный переключатель 2, фильтр 3, тройниковый элемент 4 и фазовращатель 5 подается на вход измерителя мощности 6. Измерительную головку испытываемого вольтметра 7 устанавливают в тройниковый элемент или непосредственно включают в линию передачи, когда она выполнена в виде отрезка коаксиальной линии. Мощность

генератора 1 при установке нуля вольтметра подают коаксиальным переключателем в нагрузочное сопротивление 8.

Фазовращателем, в котором должны отсутствовать существенные активные потери, могут быть линии переменной длины из комплекта прибора типа Р2-1 (ИПСК-2) [2]. Кроме того, при регулировании фазы напряжения на измерительной головке вольтметра не должен изменяться к. с. в. н. в тракте передачи между этой головкой и измерителем мощности.

Методика градуировки вольтметров заключается в том, что при мощности, поданной в тракт передачи, добиваются с помощью фазовращателя максимума (пучности) напряжения на измерительной головке вольтметра. Затем, регулируя мощность, устанавливают необходимое показание вольтметра U_x и измеряют проходящую через тракт мощность P_1 . После этого с помощью фазовращателя устанавливают на измерительной го-

ловке вольтметра минимум (узел) напряжения. Регулируя мощность, добиваются того же показания вольтметра U_n и одновременно с этим измеряют проходящую через линию передачи мощность P_2 . По формуле (9) рассчитывают действительное напряжение на входе вольтметра и определяют его погрешность.

Погрешность градуировки электронных вольтметров этим способом при доверительной вероятности 0,997 и после исключения систематических погрешностей в соответствии с выражением (9) можно рассчитать по формуле

$$\delta_0 = \pm \alpha_{\Sigma} \sqrt{\left(\frac{1}{4} \sigma_{0P_1}\right)^2 + \left(\frac{1}{4} \sigma_{0P_2}\right)^2 + \left(\frac{1}{2} \sigma_{0Z}\right)^2 + \left(\frac{1}{4} \sigma_{0\Delta r}\right)^2}, \quad (10)$$

где α_{Σ} — коэффициент, определяемый в соответствии с рекомендациями работы [4] и особенностями способа;
 σ_{0P_1} , σ_{0P_2} , σ_{0Z} — средние квадратические погрешности измерения мощности, определения волнового сопротивления линии передачи;

$\sigma_{0\Delta r}$ — среднее квадратическое значение изменения к. с. в. н. линии передачи при регулировании фазовращателя.

Средние квадратические погрешности измерения мощности при пучности и узле напряжения на измерительной головке исследуемого вольтметра определяются типом применяемой измерительной аппаратуры. Если уровни измеряемой мощности близки по величине, то обычно $\sigma_{0P_1} \approx \sigma_{0P_2}$. Для образцовых калориметрического и болометрического измерителей мощности ВНИИМ [5] средняя квадратическая погрешность измерения не превышает 0,25%.

При использовании ваттметра типа МЗ-1 (ИММ-6) средняя квадратическая погрешность в предположении равновероятного закона распределения погрешностей в поле допуска [6] составляет

$$\sigma_{0P} = \frac{12}{\sqrt{3}} \approx 7\%.$$

Средняя квадратическая погрешность определения волнового сопротивления линии передачи при наибольшем допустимом отклонении от номинала в 0,5% и равновероятном законе распределения погрешностей в поле допуска составляет

$$\sigma_{0Z} = \frac{0.5}{\sqrt{3}} \approx 0,3\%.$$

Погрешность $\sigma_{0\Delta r}$ возникает в результате отражений в самом фазовращателе. Исследование различных экземпляров линий переменной длины от прибора Р2-1, использованных в качестве фазовращателей, показало, что при частотах до 2000 МГц наибольшее изменение к. с. в. н. при регулировании линий II и III длиной 150 и 220 мм не превышало 4% (рис. 2), а при частотах выше 2000 МГц при регулировании линии I длиной 100 мм — 8%.

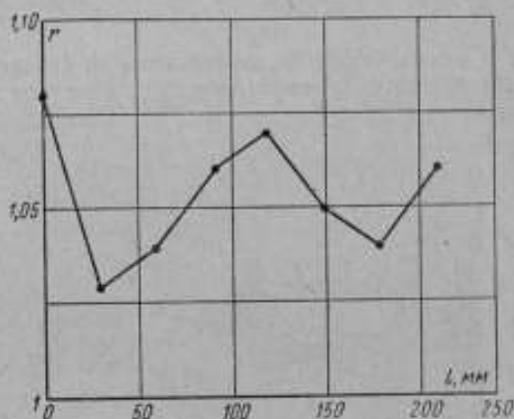


Рис. 2. Изменение к. с. в. н. при регулировании линии переменной длины III ($f = 1000$ МГц, $r_n = 1,04$).

Разница в длине линии при минимальном и максимальном к. с. в. н. соответствует ее изменению на $\Delta l \approx \frac{\lambda}{4}$ (рис. 2). Такое изменение характерно для этого способа градуировки вольтметров (от U_{\max} до U_{\min}). Предполагая распределение погрешностей в поле допуска по закону арксинуса [4], найдем ожидаемую погрешность вследствие изменения к. с. в. н. в линии передачи

$$\sigma_{0\Delta r} = \frac{4+8}{\sqrt{2}} = 2,8 + 5,7\%.$$

Отсюда следует, что доминирующей погрешностью является составляющая $\sigma_{0\Delta r}$. Для снижения общей погрешности градуировки вольтметров необходимо разработать специальные фазовращатели с малыми коэффициентами отражения.

В таблице приведены результаты расчета суммарной погрешности в соответствии с формулой (10).

Измерители мощности	Погрешности (%) и коэффициенты							
	σ_{0P}	m_P	σ_{0z}	m_Z	$\sigma_{0\Delta r}$	$m_{\Delta r}$	σ_{Σ}	k_0
Калориметрический или болометрический	0,25	0,25	0,3	0,5	2,8	0,25	1,73	1,2
	5,7	.	1,73	2,5
Прибор МЗ-1	7,0	0,25	0,3	0,5	2,8	0,25	2,3	6,0
	5,7	.	2,4	7,0

Примечание. Строки 1 и 3 числовых значений получены в результате применения линий переменной длины II и III, а строки 2 и 4 — линии I (при частотах более 2000 МГц).

Таким образом, в зависимости от частоты и применяемой аппаратуры погрешность градуировки вольтметров описанным способом не превышает $\pm (2,5 + 7)\%$.

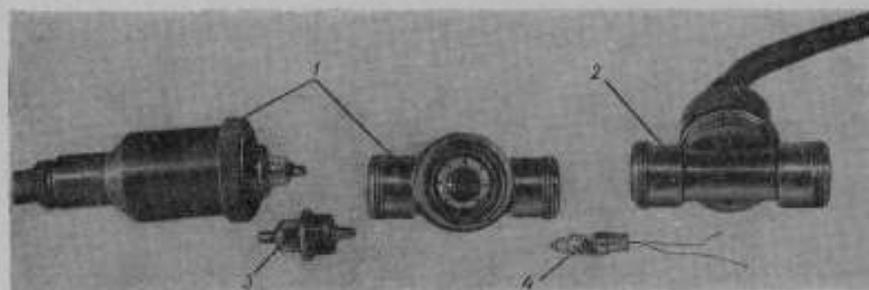


Рис. 3. Общий вид измерительных головок вольтметра с диодами 6D8D и 6D13D:

1 — измерительная головка с диодом типа 6D8D; 2 — измерительная головка с диодом типа 6D13D; 3 — диод типа 6D8D; 4 — диод типа 6D13D.

При пользовании вольтметром, отградуированным в тройниковом элементе, следует учитывать возможность возникновения дополнительной погрешности из-за неидентичности структуры поля вблизи измерительного детектора в условиях градуировки и измерения.

Описанный способ градуировки вольтметров использован при исследовании частотных погрешностей электронных вольтметров с измерительными диодами типов 6D8D и 6D13D. Измерительные головки вольт-

метров были выполнены как отрезки коаксиальной линии, предназначенной для включения в соответствующую линию передачи (рис. 3). Для получения наиболее высокой резонансной частоты измерительных головок диоды в них устанавливали таким образом, чтобы основание анодного колпачка непосредственно касалось центрального проводника коаксиала.

В данном случае для вольтметра была использована схема последовательного детектирования (открытый вход), а в качестве электрической схемы — диодный компенсационный вольтметр типа ВЗ-8 (ОКВ-2) [8].

Измерительная головка вольтметра с диодом типа 6Д8Д имела резонансную частоту порядка 3900 Мгц, а головка с диодом 6Д13Д — порядка 3700 Мгц.

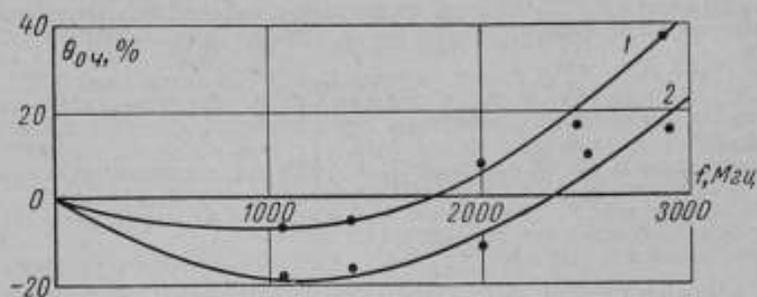


Рис. 4. Зависимость частотных погрешностей вольтметра с диодом 6Д8Д с межэлектродным расстоянием 42 мкм: 1, 2 — показания вольтметров $U_H = 8$ в, $U_H = 1$ в.

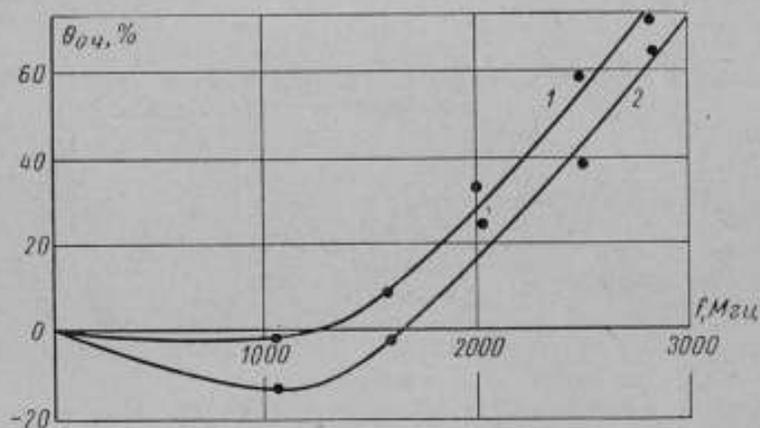


Рис. 5. Зависимость частотных погрешностей вольтметра с диодом типа 6Д13Д с межэлектродным расстоянием 55 мкм: 1, 2 — показания вольтметров $U_H = 8$ в, $U_H = 1$ в.

Измерителем мощности при определении частотных погрешностей вольтметров служил прибор типа МЗ-1, аттестованный с прилагаемым к нему кабелем при частотах до 3000 Мгц.

Результаты определения частотных погрешностей представлены на рис. 4 и 5.

Из полученных зависимостей следует, что вольтметры с измерительными диодами типов 6Д8Д и 6Д13Д можно применять для измерения напряжения с частотами до 2000—2500 Мгц при условии предварительной градуировки их во всем рабочем диапазоне напряжений и частот.

ЛИТЕРАТУРА

1. Федоров А. М., Рабинович Б. Е. Экспериментальное определение частотных погрешностей диодных вольтметров в диапазоне частот до 1000 Мгц. Труды институтов Комитета, вып. 65 (125), М., Стандартгиз, 1962.
2. Федоров А. М. Исследование метода определения частотных погрешностей диодных вольтметров при частотах до 3000 Мгц. Труды институтов Комитета, вып. 70 (130), М., Стандартгиз, 1963.
3. Радиоизмерительные приборы. Каталог-справочник, НИИТЭИР, 1964.
4. Рабинович Б. Е. Методика суммирования частных погрешностей в области радиотехнических измерений. Труды институтов Комитета, вып. 57 (117), М., Стандартгиз, 1961.
5. Залуцкая Т. Л., Кржимовский В. И., Кшимовский В. В., Морозова Т. Б., Рабинович Б. Е., Стоякина О. В. Образцовая установка для измерения малой мощности в дециметровом диапазоне волн. «Измерительная техника», 1961, № 1.
6. Проненко В. И., Скудный Б. Н. Уточнение характеристик термисторного измерителя мощности МЗ-1 (ИММ-6). «Измерительная техника», 1965, № 3.
7. Рабинович Б. Е., Федоров А. М. Образцовый диодный компенсационный вольтметр. «Измерительная техника», 1958, № 2.

Поступила в редакцию
5/V 1967 г.

СПОСОБ ГРАДУИРОВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ С ПОМОЩЬЮ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ, ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЛИНИИ И ИЗМЕРИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

Способ градуировки электронных вольтметров*, основанный на косвенном измерении напряжения по мощности, проходящей по измерительной линии и ее волновому сопротивлению, описан в работе [1]. Серийные измерительные линии с плоскими наружными проводниками, применяемые для этой цели, не позволяют градуировать электронные вольтметры с диаметром пробника более 20—22 мм. Кроме того, этот способ не дает возможности градуировать вольтметры с тройниковыми пробниками, предназначенными для измерения напряжения в коаксиальных трактах.

В настоящей статье рассмотрен новый способ градуировки электронных вольтметров, основанный на прежнем, но лишенный указанных выше недостатков.

Теоретически известно [1], что в линии передачи всегда имеются точки, напряжение в которых можно определить по формуле

$$U_x = \sqrt{PZ_0}, \quad (1)$$

где P — мощность, проходящая через линию передачи, *вт*;
 Z_0 — волновое сопротивление линии, *ом*.

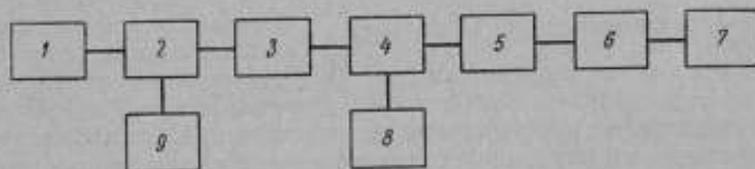


Рис. 1. Блок-схема установки для градуировки вольтметров:
1 — генератор; 2 — коаксиальный переключатель; 3 — фильтр; 4 — тройниковый элемент; 5 — измерительная линия; 6 — фазовращатель; 7 — измеритель мощности; 8 — градуируемый вольтметр; 9 — нагрузочное сопротивление.

Положения этих точек в линии передачи зависят от распределения стоячих волн напряжения. В работе [1] приведены формулы, позволяющие определить указанные точки, которые удобно находить относительно точек узлов напряжения линии передачи, соответствующих минимальному напряжению U_{\min} . Там же приведены таблицы и графики, позво-

* Федоров А. М., Рабинович Б. Е. Способ градуировки вольтметров в диапазоне с. в. ч. Авт. свид. № 150890. «Воллетье изобретений», 1962, № 20.

ляющие найти относительные расстояния $\Delta x/\lambda$ этих точек от узлов напряжения в зависимости от коэффициента отражения или коэффициента стоячей волны напряжения (к. с. в. н.).

Блок-схема установки для градуировки вольтметров по описываемому способу представлена на рис. 1.

Измерительную головку испытуемого вольтметра устанавливают в тройниковый элемент 4, включенный в линию передачи на входе измерительной линии 5. В линию передачи может быть также включен тройниковый элемент с встроенной измерительной головкой, входящей в комплект ряда вольтметров, например типа ВК7-9 [2].

В качестве фазовращателя можно применить линии переменной длины из комплекта прибора типа Р2-1 (ИПСК-2). При этом фазовращатель не должен иметь существенных активных потерь.

Методика градуировки вольтметров сводится к следующему. Вначале с помощью измерительной линии определяют к. с. в. н. в тракте передачи и по графику (рис. 2) находят необходимое смещение Δx узла напряжения относительно измерительной головки вольтметра. Затем, с помощью фазовращателя устанавливают на входе измерительной головки вольтметра напряжение U_{min} . Зондом измерительной головки линии фиксируют положение какого-либо узла напряжения в пределах рабочей части этой линии и снимают отсчет соответствующего положения каретки измерительной линии.

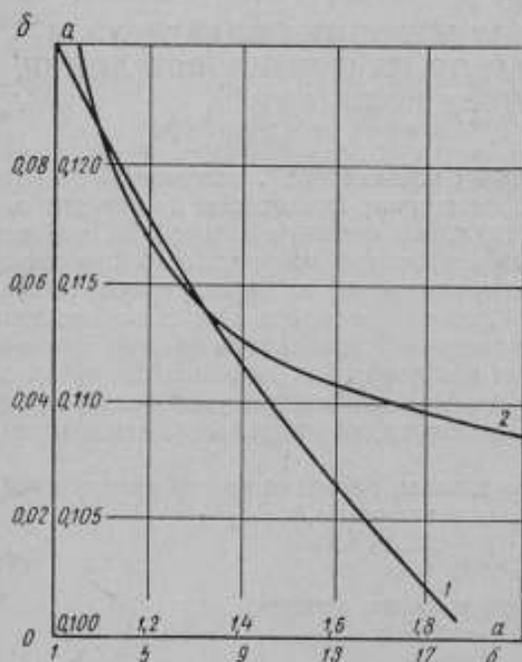


Рис. 2. График зависимости $\Delta x/\lambda$ от значения к. с. в. н.

Кривые: 1 — от 1 до 2; 2 — от 2 до 21.

После этого смещают каретку линии на расстояние Δx от зафиксированного (в предыдущей операции) положения и, не меняя ее положения, с помощью фазовращателя устанавливают узел напряжения U_{min} на зонде линии. При этом узел напряжения смещается относительно измерительной головки вольтметра также на Δx . Регулируя мощность генератора, устанавливают необходимое показание испытуемого вольтметра U_n и измеряют при этом проходящую через тракт передачи мощность P .

Если волновое сопротивление тройника 4 известно, то измеряемое вольтметром напряжение U_x определяют по формуле (1).

Относительную номинальную частотную погрешность находят по формуле

$$\theta_{0ч} = \frac{U_n - U_x}{U_n} 100\%. \quad (2)$$

Если при регулировании фазовращателя изменяется вносимое им реактивное сопротивление, то измерение к. с. в. н. следует повторить.

По вновь полученному результату следует найти новое значение $\Delta x'$, скорректировать положение каретки с измерительной головкой линии и фазовращателем вновь добиться узла напряжения на зонде линии. Подобным последовательным приближением можно полностью исключить погрешность вследствие изменения коэффициента отражения фазовращателя при его регулировании.

Если при измерениях применяют градуированный фазовращатель, позволяющий определить по шкале изменение вносимого фазового сдвига при его регулировании, то методика установки необходимой фазы напряжения на входе измерительной головки вольтметра может быть изменена. В этом случае после установки фазовращателем узла напряжения на входе вольтметра снимают отсчет по шкале фазовращателя. Затем по полученному из рис. 2 значению $\Delta x/\lambda$ и формуле (3)

$$\Delta \varphi = 360 \frac{\Delta x}{\lambda} \text{ град} \quad (3)$$

находят необходимый фазовый сдвиг $\Delta \varphi$ напряжения на входе измерительной головки вольтметра и с помощью фазовращателя вводят этот фазовый сдвиг относительно ранее зафиксированного отсчета по шкале фазовращателя.

Предельную погрешность градуировки вольтметров при доверительной вероятности 0,997 и после исключения систематических погрешностей можно определить по формуле

$$\delta_0 = \pm a_{\Sigma} \sqrt{\left(\frac{1}{2} \sigma_{0P}\right)^2 + \left(\frac{1}{2} \sigma_{0Z}\right)^2 + \sigma_{0r}^2}, \quad (4)$$

которая включает a_{Σ} — коэффициент, определяемый в соответствии с рекомендациями работы [3];

σ_{0P} , σ_{0Z} и σ_{0r} — средние квадратические погрешности измерения мощности, определения волнового сопротивления тракта передачи и градуировки вольтметра вследствие неточности установки фазы напряжения на входе измерительной головки вольтметра.

Погрешность измерения мощности σ_{0P} зависит от применяемой аппаратуры и для образцового калориметрического и болометрического измерителя мощности ВНИИМ не превышает $\sigma_{0P}^* = 0,25\%$. Для измерителя малой мощности типа МЗ-1 (ИММ-6) средняя квадратическая погрешность в предположении равновероятного закона распределения погрешностей в поле допуска ($\pm 12\%$) не превышает

$$\sigma_{0P}^* = \frac{\Delta_{0P}}{\sqrt{3}} \approx 7\%.$$

Погрешность определения волнового сопротивления тракта передачи σ_{0Z} для линий передачи современных конструкций имеет допускаемое значение порядка 0,5%. При равновероятном законе распределения погрешностей в поле допуска получим

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

Погрешность σ_{0r} имеет тот же физический смысл, что и погрешность σ_{0a} в работе [1], где она подробно проанализирована. В таблице приведе-

ны значения погрешности σ_0 для некоторых значений коэффициента отражения Γ измерителя мощности. Там же приведены значения наибольшей возможной погрешности градуировки вольтметров δ_0 описанным в статье способом.

Коэффициент отражения Γ	$\sigma_0, \%$	Погрешность δ_0 градуировки вольтметров	
		образцовыми измерителями мощности	прибором МЗ-1
0,025	0,18	0,8	6
0,05	0,4	1,2	6
0,2	1,5	2,6	9,5
0,5	3,2	5,5	13

ЛИТЕРАТУРА

1. Федоров А. М. Исследование метода определения частотных погрешностей диодных вольтметров при частотах до 3000 Мгц. Труды институтов Комитета, вып. 70 (130), М.—Л., Издательство стандартов, 1963.
2. «Радионизмерительные приборы». Каталог-справочник НИИТЭИР, 1964.
3. Рабинович Б. Е. Методика суммирования частных погрешностей в области радиотехнических измерений. Труды ВНИИМ, вып. 57 (117), Стандартгиз, 1961.

Поступила в редакцию
4/X 1967 г.

ИЗМЕРЕНИЕ ОСЛАБЛЕНИЯ

УДК 621.317.727.4.088

А. А. ОСЕЯКО, О. В. СТОЯКИНА
ВНИИМ

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ ОСЛАБЛЕНИЯ МЕТОДОМ МОДУЛИРОВАННОЙ ПОДНЕСУЩЕЙ

Разработанные в последнее время в Англии, а затем в США индуктивные делители напряжения [1], используемые в качестве образцовой меры отношений, превышают по точности предельные аттенюаторы. Это обстоятельство позволило осуществить для измерения ослабления, работающую на частоте 9,4 Гцз одноканальную установку, основанную на методе замещения по низкой частоте с линейным детектором, и индуктивным делителем в качестве образцового аттенюатора [2]. Разрешаю-

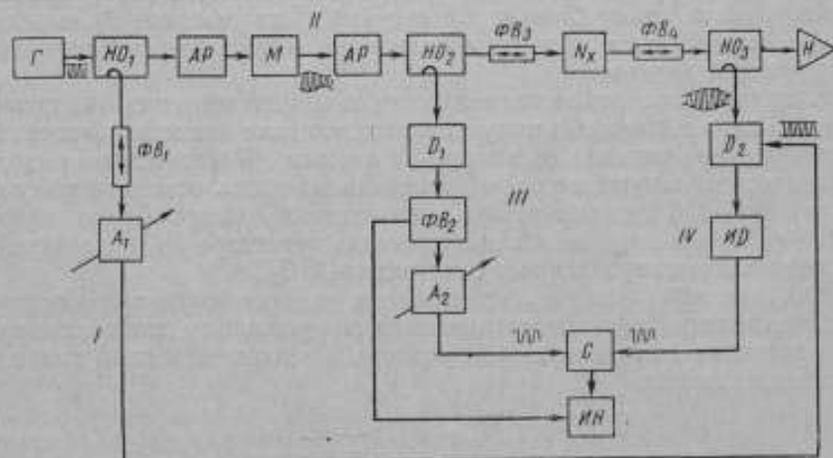
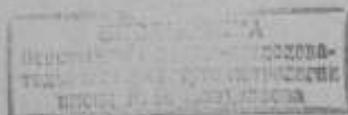


Рис. 1. Блок-схема установки для измерения ослабления методом модулированной поднесущей.

щая способность устройства, предназначенного для измерения относительного ослабления переменных аттенюаторов, оценивается в 0,0001 дб. Погрешность измерения ослабления до 50 дб не превышает 0,01 дб. Сравнение результатов измерения ослабления этим методом, названным методом модулированной поднесущей, с точностью измерения методом замещения по промежуточной частоте с образцовым предельным аттенюатором показало явное преимущество первого метода [3].

Во ВНИИМ был создан макет двухканальной измерительной установки, работающей в диапазоне частот 400—800 Мгц (рис. 1). Немоду-



лированный с. в. ч. сигнал поступает от генератора G на делитель мощности — направленный ответвитель HO_1 . Выходы ответвителя образуют два канала: I — несущей и II — модулированной поднесущей. В канале I немодулированный сигнал через приборы для регулирования фазы ΦB_1 и амплитуды A_1 поступает на синхронный детектор D_2 . Немодулированный сигнал со второго выхода направленного ответвителя HO_1 во втором канале через аттенюатор развязки поступает на модулятор M . Далее промодулированный сигнал поступает в систему, названную блоком для исключения погрешности рассогласования и состоящую из направленных ответвителей HO_2 и HO_3 и двух фазовращателей ΦB_3 и ΦB_4 , между которыми включается поверяемый аттенюатор N_x . На выходе основного плеча направленного ответвителя HO_3 включена согласованная нагрузка.

Ответвление промодулированных сигналов в боковые плечи направленных ответвителей HO_2 и HO_3 создает двухканальную схему с каналами III и IV.

В канал III включены детектор D_1 , который выделяет из модулированного с. в. ч. сигнала напряжение частоты модуляции, и приборы для регулировки фазы ΦB_2 и амплитуды A_2 . Амплитуда сигнала, поступающего на детектор D_1 , относительно большая и практически постоянна, что дает возможность не предъявлять особых требований к виду детекторной характеристики.

В канал IV включен детектор D_2 , получающий опорное немодулированное напряжение сигнала из канала II и образцовый индуктивный делитель ID .

В результате детектирования суммы двух сигналов (модулированной поднесущей и немодулированной несущей) на выходе D_2 выделяется низкочастотный сигнал частоты модуляции, который поступает затем на индуктивный делитель.

В процессе измерений при включенном в тракт испытуемом аттенюаторе и без него с помощью индуктивного делителя поддерживается постоянный уровень сигнала на выходе IV канала. Постоянство выходного уровня контролируют методом сравнения по осциллоскопическому индикатору нуля $ИН$ с сумматором C , на который одновременно приходит низкочастотный опорный сигнал с выхода детектора D_1 , находящегося в боковом плече направленного ответвителя HO_2 .

Искомое ослабление N_x аттенюатора находят по отношению коэффициентов деления a_2/a_1 , отсчитанных по индуктивному делителю для случаев внесения поверяемого аттенюатора в высокочастотный тракт и его изъятия из тракта

$$N_x = 20 \lg \frac{a_2}{a_1} \quad (1)$$

Полная погрешность измерения ослабления на установке состоит из следующих частных погрешностей:

- 1) вносимой индуктивным делителем напряжения ($\delta_{инд}$);
- 2) из-за нелинейности характеристики преобразования детектора (θ_d);
- 3) в результате нестабильности выходной мощности генератора δ_g ;
- 4) вызванной неточной установкой фазового угла между сигналами несущей и поднесущей δ_ϕ ;
- 5) из-за просачивания паразитного сигнала δ_n ;
- 6) вследствие конечной чувствительности нуля — индикатора δ_x ;
- 7) из-за потерь в разъемах и соединительных вставках δ_p ;
- 8) погрешности рассогласования δ_r .

Ниже приведен краткий анализ и оценка частных погрешностей описанного выше метода.

Погрешность, вносимая индуктивным делителем напряжения $\delta_{нд}$, являющегося мерой отношений при измерении ослабления, может быть выражена следующим образом:

$$\delta_{нд} = 20 \lg \frac{(\alpha_2 + \Delta\alpha) U_{нд}}{(\alpha_1 + \Delta\alpha) U_{нд}} - 20 \lg \frac{\alpha_2 U_{нд}}{\alpha_1 U_{нд}} \approx 8,69 \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\alpha_1 \alpha_2} \Delta\alpha, \quad (2)$$

где $U_{нд}$ — напряжение на входе индуктивного делителя;

$\Delta\alpha$ — допуск коэффициента деления индуктивного делителя.

Из выражения (2) следует, что вносимая погрешность возрастает с увеличением измеряемого ослабления. Зависимость $\delta_{нд}$ от α_2 при условии $\alpha_1 = 1$ показана на рис. 2.

Погрешность θ_x из-за нелинейности характеристики преобразования детектора обусловлена зависимостью коэффициента передачи детектора от приложенного к нему напряжения и определяется следующим образом:

$$\theta_x = N_{изм} - N_{дейст} = 20 \lg \frac{K_{д1} U_{п1}}{K_{д2} U_{п2}} - 20 \lg \frac{U_{п1}}{U_{п2}} = 20 \lg \frac{K_{д1}}{K_{д2}}, \quad (3)$$

где $N_{изм}$ — измеренное ослабление;

$N_{дейст}$ — действительное ослабление;

$K_{д1}$, $U_{п1}$ — коэффициент передачи детектора и напряжение сигнала поднесущей при отсутствии поверяемого аттенюатора;

$K_{д2}$, $U_{п2}$ — то же, в присутствии поверяемого аттенюатора.

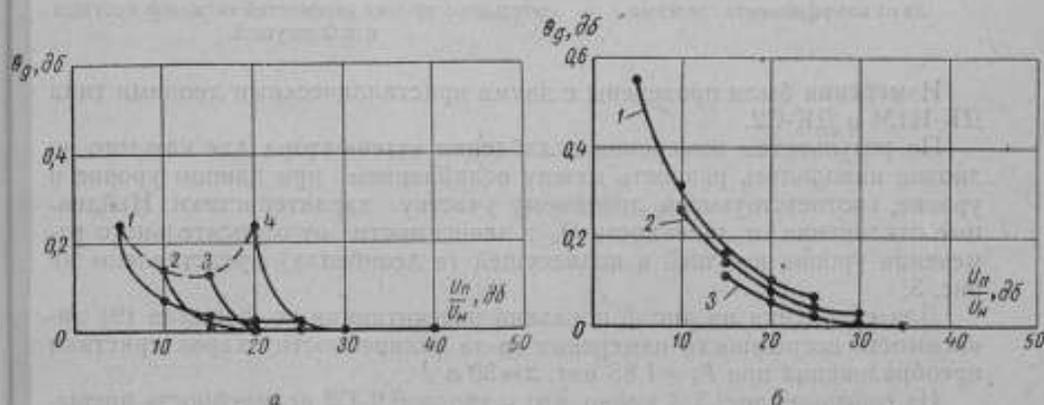


Рис. 2. Погрешность из-за нелинейности характеристик детектора в зависимости от относительного уровня мощностей сигналов несущей и поднесущей для диодов типов ДК-1Н1ММ (а) и ДК-С2 (б).

Кривыми 1-4 обозначены соответствующие значения $P_n = 0,6$; $P_n = 1,85$; $P_n = 6$; $P_n = 18,5$ мвт.

Проделав ряд преобразований и выразив коэффициенты передачи детектора через амплитуды напряжений сигналов несущей и поднесущей, получим выражение для погрешности

$$\theta_x \approx 8,69 \frac{U_{mn1} - U_{mn2}}{2aU_{mn} \left(1 + \frac{U_{mn1}}{U_{mn}}\right) \left(1 + \frac{U_{mn2}}{U_{mn}}\right)}, \quad (4)$$

где U_{mn1} , U_{mn2} — амплитудные напряжения несущей и поднесущей;

a — коэффициент вольт-амперной характеристики диода, зависящий от его типа.

Знак отношения $\frac{U_{mn}}{U_{mn}}$, определяющего долю напряжения сигнала поднесущей от напряжения сигнала несущей, зависит от фазовых соотношений между этими напряжениями.

Нелинейность детекторной характеристики проверяли экспериментально измерением на макете установки (рис. 1) ослабления двадцати-децибельного аттенюатора ДО-4 при различных соотношениях мощностей P сигналов несущей и поднесущей.

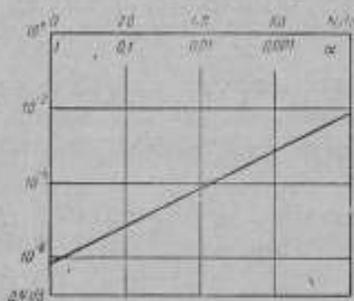


Рис. 3. Зависимость погрешности индуктивного делителя от коэффициента деления.

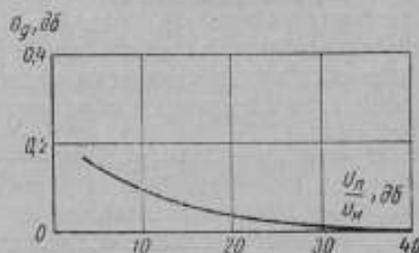


Рис. 4. Погрешность из-за нелинейности детекторной характеристики в зависимости от относительного уровня мощностей сигналов несущей и поднесущей.

Измерения были проведены с двумя кристаллическими диодами типа ДК-И1М и ДК-С2.

По результатам измерения ослабления аттенюатора для каждого из диодов находилась разность между ослаблением при данном уровне и уровне, соответствующем линейному участку характеристики. Найденные отклонения от линейности θ_n в зависимости от относительного изменения уровня несущей и поднесущей (в децибелах) представлены на рис. 3.

Для сравнения на рис. 5 показана рассчитанная по формуле (9) зависимость погрешности измерения из-за нелинейности характеристики преобразования при $P_n = 1,85 \text{ мвт}$, $\alpha = 30 \text{ в}^{-1}$.

Из графиков рис. 3, 4 видно, что у диода ДК-С2 нелинейность превышает расчетную, в то время как нелинейный участок характеристик диода ДК-И1М мал. Выбранное рабочее отношение $\frac{U_{pn}}{U_{mn}}$, равное 15 дБ, дает возможность измерить ослабление с погрешностью из-за нелинейности, равной 0,015 дБ.

Погрешность δ_r в результате нестабильности выходной мощности генератора. Нендентичность характеристик детекторов D_1 и D_2 и условий их работы приводит к возникновению погрешности вследствие непостоянства выходного уровня высокочастотного сигнала.

В начальный момент времени t_1 на входе обоих детекторов действует сигнал

$$\begin{aligned} U_{a_1}|_{t_1} &= U_r C'_0, \\ U_{a_2}|_{t_1} &= U_r C''_0, \end{aligned} \quad (5)$$

где U_r — напряжение на выходе генератора;

C_0' , C_0'' — коэффициенты передачи участков тракта генератор-детектор (включают переходное ослабление направленного ответвителя, ослабление развязок и т. п.).

В следующий момент времени t_2 напряжение генератора получает приращение, и сигнал на детекторе становится равен

$$\begin{aligned} U_{a_1|t_2} &= (U_r + \Delta U_r) C_0', \\ U_{a_2|t_2} &= (U_r + \Delta U_r) C_0''. \end{aligned} \quad (6)$$

Следовательно, отношения напряжений на входах обоих детекторов будут отличаться в эти моменты времени, т. е. возникнет погрешность

$$\delta_r = 20 \left[\lg \frac{K_{a_1} U_{a_1}}{K_{a_2} U_{a_2}} \Big|_{t_1} - \lg \frac{K_{a_1} U_{a_1}}{K_{a_2} U_{a_2}} \Big|_{t_2} \right], \quad (7)$$

где K_{a_1} и K_{a_2} — коэффициенты передачи первого и второго детекторов. Поскольку

$$K_{a_1|t_2} = K_{a_1|t_1} + \Delta K_{a_1}, \quad (8)$$

(ΔK_{a_1} — приращение коэффициента передачи детектора)

то

$$\delta_r \cong 8,69 \left[\frac{\Delta K_{a_1}}{K_{a_1}} - \frac{\Delta K_{a_2}}{K_{a_2}} \right]. \quad (9)$$

Таким образом, погрешность зависит от изменения коэффициентов передачи детекторов.

Выразив приращения коэффициентов передачи детекторов через напряжение, действующее на них, получим

$$\delta_r \cong 8,69 \left[a_1 C_0' \frac{1 - K_{a_1}^2}{K_{a_1}} - a_2 C_0'' \frac{1 - K_{a_2}^2}{K_{a_2}} \right] \Delta U_r. \quad (10)$$

Из формулы (10) следует, что изменение уровня генератора не вызывает погрешности при измерении ослабления в двухканальной схеме при условии $K_{a_1} = K_{a_2}$ и $C_0' = C_0''$.

На рис. 6 показана зависимость погрешности δ_r от величины отношения $\frac{C_0'}{C_0''}$ при $a_1 = a_2$ и нестабильности генератора $\Delta U_r = 0,01$ дб.

Экспериментальное исследование кратковременной нестабильности схемы проводилось без каких-либо переключений или изменений в каналах несущей и поднесущей при неизменном рабочем уровне сигнала.

Каждые 15 секунд уравнивались сигналы, поступающие на индикаторное устройство, и снимался отсчет показаний по индуктивному делителю. После обработки результатов измерения было найдено, что средняя квадратическая погрешность равна $\sigma_r = \pm 0,004$ дб.

Погрешность δ_ϕ , вызванная неточной установкой фазового угла между сигналами несущей и поднесущей. Анализ погрешности, возникающей из-за неточности установки фазового угла при измерении ослабления методом модулированной поднесущей, приведен в работе [3]. Погрешность установленного фазового угла зависит от индикаторного устройства фазовращателя (рис. 1), в качестве которого применялись раздвижные коаксиальные линии. Используя метод вилки, можно выставить необходимый фазовый угол по линейной шкале фазовращателя с погрешностью, не превышающей половины цены деления. При цене деления 1 мм неопределенность установки фазовращателя не превышает $\pm 0,5$ мм.

Для измерения ослабления требуется двухкратная установка фазы методом вилки, т. е. ошибиться можно четыре раза. Так как эта погрешность носит случайный характер, то наибольшая суммарная ошибка в этом случае будет равна 1 мм, или 1° на частоте 800 МГц, что вызовет погрешность измерения ослабления $\delta_\phi = \pm 0,0014 \text{ дб}$.

Расчетная и экспериментально полученная зависимости погрешности δ_ϕ от фазового угла показаны на рис. 7.

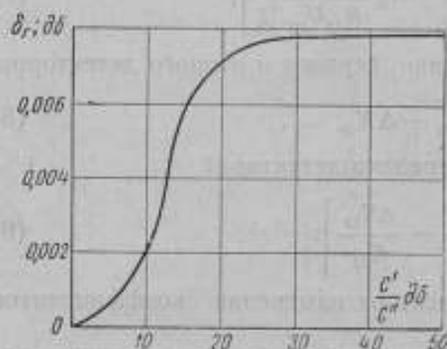


Рис. 5. Погрешность измерения ослабления в зависимости от коэффициента передачи участков тракта генератор — детектор.

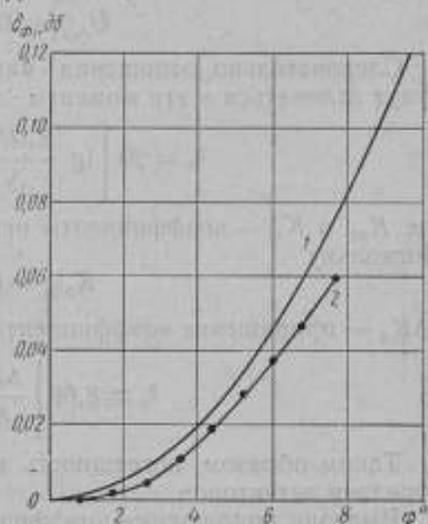


Рис. 6. Погрешность измерения ослабления в зависимости от установки фазового угла:

1 — расчетная зависимость; 2 — экспериментальная зависимость.

Погрешность δ_n из-за просачивания паразитного сигнала. Существенным параметром схемы (рис. 1), ограничивающим диапазон измеряемых на ней ослаблений, является паразитное просачивание модулированного сигнала высокой частоты на вход синхронного детектора по каналу несущей.

Погрешность из-за просачивания паразитного сигнала будет равна

$$\delta_n = 20 \lg \left(1 \pm \frac{\Delta U_2}{U_2} \right), \quad (11)$$

где U_2 — напряжение на входе синхронного детектора при включенном в тракт поверяемом аттенюаторе;

ΔU_2 — приращение сигнала в результате просачивания паразитного сигнала.

Приняв допускаемую величину δ_n и подставив ее в приведенное выше выражение, можно рассчитать требуемую величину развязки в канале сигнала несущей, по которому может пройти паразитный сигнал на синхронный детектор.

Полагая $\delta_n = 0,005 \text{ дб}$, получим $\frac{\Delta U_2}{U_2} = \pm 0,0006$, что соответствует 65 дб от уровня наименьшего сигнала на синхронном детекторе.

Основываясь на параметрах аппаратуры, из которой собрана установка по схеме (рис. 1), рассчитали ослабление, которое возможно измерять при условии, когда погрешность из-за паразитного сигнала составляет не более $\pm 0,005 \text{ дб}$.

Паразитный сигнал просачивается с выхода модулятора на синхронный детектор через модулятор M , имеющий ослабление развязки с выхода на вход 95 дб , два аттенюатора с суммарным ослаблением 30 дб и направленный ответвитель HO_1 с переходным ослаблением 3 дб и направленностью 12 дб . Таким образом, паразитный сигнал ослабляется на 140 дб .

В данной установке на выходе модулятора имеется сигнал мощностью 10^{-1} вт . Следовательно, паразитный сигнал, поступающий на синхронный детектор по каналу несущей, будет на 140 дб ниже и составляет 10^{-15} вт .

Тогда наименьший сигнал на входе синхронного детектора, который при заданной погрешности $0,005 \text{ дб}$ должен быть выше паразитного сигнала на 65 дб , будет равен $5 \cdot 10^{-9} \text{ вт}$, что дает возможность измерять ослабление 45 дб с погрешностью, не превышающей указанную.

Зависимость погрешности из-за просачивания δ_n от величины измеряемого ослабления N_x :

Измеряемое ослабление N_x , дб	. . .	30;	40;	50;	60
Погрешность просачивания δ_n , дб	. . .	$\pm 0,001$;	$\pm 0,003$;	$\pm 0,01$;	$\pm 0,03$

Погрешность δ_n вследствие конечной чувствительности нуля - индикатора. Для регистрации равенства двух сигналов частоты модуляции, имеющих место при измерении ослабления, применяется электронный нуль-индикатор с номинальной чувствительностью $3 \cdot 10^{-7} \text{ в}$.

В табл. 1 приведены значения погрешности индикатора при начальном уровне $0,1 \text{ в}$.

Таблица 1

N_x , дб	$U_{\text{изм}}^a$	$U_{\text{прек}}^a$	$\frac{U_{\text{прек}}}{U_{\text{изм}}}$, $\%$	ϵ_n , дб
0	10^{-1}	$3 \cdot 10^{-7}$	$\pm 0,0003$	$\pm 0,00003$
20	10^{-2}	$3 \cdot 10^{-7}$	$\pm 0,003$	$\pm 0,0003$
40	10^{-3}	$3 \cdot 10^{-7}$	$\pm 0,03$	$\pm 0,003$
60	10^{-4}	$3 \cdot 10^{-7}$	$\pm 0,3$	$\pm 0,03$

Применяя метод вилки при измерении больших ослаблений (порядка $40 + 50 \text{ дб}$), можно уменьшить погрешность в два раза.

Погрешность δ_n из-за потерь в разъемах и соединительных вставках. Процесс измерения ослабления предусматривает внесение поверяемого аттенюатора в высокочастотный тракт и изъятие его из тракта. В том случае, если аттенюатор замещают коаксиальной вставкой равной длины (это делается для сохранения электрической длины тракта, что дает возможность обходиться минимальной подстройкой фазы), то необходимо учитывать потери в этой вставке, которые при размерах коаксиала $16/4,6$ на частоте 1000 Мгц имеют постоянное значение, равное по расчету $0,001 \text{ дб}$ на каждые 10 см длины вставки.

Известно [4], что для лучших из существующих сейчас разъемов ($900 \text{ ВТ General Radio}$) потери не превышают в децибелах $0,003 \sqrt{f}$ (где f — частота, Ггц).

Экспериментально определенное значение неповторяемости для разъемов, входящих в измерительную установку, равно $\sigma_p = \pm 0,006 \text{ дб}$.

Погрешность δ_p рассогласования*. Для уменьшения погрешности рассогласования в установке было применено специальное устройство, названное «блоком исключения погрешности рассогласования». Это устройство состоит из двух направленных ответвителей и двух фазовращателей (рис. 1). Поместив поверяемый аттенюатор между фазовращателями и направленными ответвителями и сделав два измерения при двух значениях электрической длины фазовращателей, отличающихся друг от друга на четверть длины волны (что соответствует изменению взаимного фазового угла неоднородностей на 180°), получим два значения ослабления, полусумма которых будет отличаться от истинного (действительного) значения ослабления на величину остаточной погрешности рассогласования, равную:

$$\delta_p = \delta_p' + \delta_p''$$

где δ_p' — погрешность рассогласования, вносимая измерительной установкой при измерении малых ослаблений;

δ_p'' — погрешность рассогласования, вносимая аттенюатором.

Причем погрешность рассогласования, вносимая самим измерительным устройством, не превышает значения:

$$\delta_p' = 20 \lg \frac{1}{|1 - S_{12}^2 S_{22}' \Gamma_n'|} = \pm 0,004 \text{ дб},$$

где S_{22}' — коэффициент отражения выхода основного плеча первого направленного ответвителя;

Γ_n' — коэффициент отражения оконечной нагрузки, пересчитанный на вход второго ответвителя;

S_{12} — коэффициент передачи аттенюатора.

Погрешность, вносимая аттенюатором, зависит от коэффициентов отражения входа S_{11} и S_{22} аттенюатора, а также от входа $S_{11\phi}$ и выхода $S_{22\phi}$ фазовращателей:

$$\delta_p'' = 20 \lg |(1 - S_{22\phi} S_{11}) (1 - S_{22} S_{11\phi})|.$$

Суммирование частных погрешностей

Полная погрешность измерения ослабления методом модулированной поднесущей может быть найдена в результате суммирования рассмотренных выше частных погрешностей.

Погрешность θ_n , обусловленная нелинейностью характеристики детектора, является систематической. Величина ее зависит от соотношения амплитуд сигналов несущей и поднесущей, которое достигается изменением ослабления ступенчатого аттенюатора в канале сигнала несущей. Этим и объясняется скачкообразное изменение погрешности, приведенное в табл. 2.

Наибольшая возможная погрешность, вносимая индуктивным делителем, составляет $\delta_{ид} = \pm 10^{-4} \text{ дб}$.

Здесь и в дальнейшем, кроме особо оговоренных случаев, предполагается равновероятный закон распределения погрешности.

Погрешность из-за конечной чувствительности нуль-индикатора также носит случайный характер. Величина ее зависит от измеряемого ослабления и в пределах его изменения до 60 дб наибольшая погрешность изменяется от $\delta_0 = 10^{-4} \text{ дб}$ до $\delta_0 = \pm 1,5 \cdot 10^{-2} \text{ дб}$.

* См. стр. 28.

Таблица 2

Источники погрешностей	Измеряемое ослабление, дБ			
	30	40	50	60
Нелинейность детектора θ_d	$\pm 10^{-3}$	$\pm 4 \cdot 10^{-3}$	$\pm 15 \cdot 10^{-3}$	$\pm 15 \cdot 10^{-3}$
Индуктивный делитель $\sigma_{нд}$	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$
Конечная чувствительность нуль-индикатора σ_k	$\pm 3 \cdot 10^{-4}$	$\pm 1 \cdot 10^{-3}$	$\pm 3 \cdot 10^{-3}$	$\pm 1 \cdot 10^{-2}$
Неточная установка фазового сдвига σ_ϕ	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$	$\pm 5 \cdot 10^{-4}$
Паразитный сигнал σ_n	$\pm 6 \cdot 10^{-4}$	$\pm 2 \cdot 10^{-3}$	$\pm 6 \cdot 10^{-3}$	$\pm 2 \cdot 10^{-2}$
Нестабильность сигнала генератора σ_r	$\pm 4 \cdot 10^{-3}$	$\pm 4 \cdot 10^{-3}$	$\pm 4 \cdot 10^{-3}$	$\pm 4 \cdot 10^{-3}$
Неповторяемость разъемов σ_n	$\pm 6 \cdot 10^{-3}$	$\pm 6 \cdot 10^{-3}$	$\pm 6 \cdot 10^{-3}$	$\pm 6 \cdot 10^{-3}$

Наибольшая погрешность из-за фазового сдвига между сигналами несущей и поднесущей на высшей частоте диапазона $\delta_\phi = \pm 1,4 \cdot 10^{-3}$ дБ.

Погрешность из-за паразитного сигнала зависит от величины измеряемого ослабления и изменяется от $\delta_n = \pm 10^{-4}$ дБ до $\delta_n = \pm 10^{-1}$ дБ.

В данном случае закон распределения погрешности предполагается нормальным.

Погрешность, вызванная нестабильностью генератора, определена экспериментально. Ее среднее квадратическое значение ($\sigma_r = \pm 3 \times 10^{-3}$ дБ) входит дважды в полную погрешность.

Погрешность рассогласования зависит от параметров установки и не превышает значения $\delta_\phi = \pm 4 \cdot 10^{-3}$ дБ.

Неповторяемость разъемов определена экспериментально и равна

$$\sigma_n = \pm 6 \cdot 10^{-3} \text{ дБ.}$$

В табл. 2 приведены значения частных погрешностей в децибелах, присущих данной установке для измерения ослабления.

Наибольшая полная погрешность измерения ослабления на установке

$$\delta_y = \theta_d \pm 3 \sqrt{\sigma_{нд}^2 + \sigma_k^2 + \sigma_\phi^2 + \sigma_n^2 + \sigma_r^2} = \theta_d \pm 3\sigma_n. \quad (12)$$

В табл. 3 приведены значения полной погрешности измерения колебания.

Работу установки экспериментально проверяли измерением на ней ослабления аттенуаторов различной величины и определением случайной погрешности измерения (рис. 1). Высокочастотным фазовращателем ΦB_1 изменяли фазу несущей таким образом, чтобы на выходе синхронного детектора D_2 получалось максимальное напряжение. Контролировалось это напряжение по наибольшему размаху кривой на трубке осциллографа нуль-индикатора при включенном опорном напряжении, посту-

Таблица 3

Измеряемое ослабление N_x , дБ	Систематическая погрешность σ_A , дБ	Случайная погрешность σ_n , дБ	Наибольшая полная погрешность манета δ_M , дБ
10	$\pm 0,001$	$\pm 0,004$	$\pm 0,013$
20	$\pm 0,001$	$\pm 0,004$	$\pm 0,013$
30	$\pm 0,001$	$\pm 0,004$	$\pm 0,013$
40	$\pm 0,004$	$\pm 0,004$	$\pm 0,016$
50	$\pm 0,015$	$\pm 0,007$	$\pm 0,036$
60	$\pm 0,015$	$\pm 0,023$	$\pm 0,085$

пающем из канала III. Это соответствовало грубой установке фазовращателя.

Далее включали опорное напряжение, отрегулированное до уровня, удобного для работы методом вилки, и точно фазировали напряжение несущей и поднесущей. Для этого устанавливали на индуктивном делителе напряжение, несколько превышающее опорное в III канале и изменяли электрическую длину фазовращателя ΦB_2 до положения равновесия напряжений и снимали отсчет по шкале фазовращателя I'_1 . Затем электрическую длину изменяли до положения I'_2 , при котором вновь наступало равновесие.

Полусумма двух отсчетов I'_1 и I'_2 соответствовала положению фазовращателя, при котором разность фаз между несущей и поднесущей равна 0 или 180° . Установив фазовращатель в это положение с помощью индуктивного делителя, добивались равновесия напряжений и снимали показание с его отсчетного устройства α_2 . Затем из тракта удаляли аттенюатор и, как и в предыдущем случае, находили положение фазовращателя, соответствующее разности фаз 0 или 180° и, устанавливая его в это положение, добивались равновесия напряжений и снимали отсчет α_1 .

Измеряемое ослабление рассчитывали по формуле (1).

Для проверки неучтенных систематических погрешностей, превосходящих по величине случайные, измеряли ослабления каждого из двух аттенюаторов N_1 и N_2 и их каскадного соединения.

Для каждого из аттенюаторов измерения повторяли не менее восьми раз.

Ослабления отдельных аттенюаторов измеряли по схеме рис. 1, а при каскадном соединении для исключения рассогласования между аттенюатором включали третий фазовращатель.

Для каждого из двух аттенюаторов находили полусумму результатов измерений, сделанных при двух положениях каждого фазовращателя I_1 и I_2 , отличающихся на $\lambda/4$.

В табл. 4 приведены сводные результаты измерения ослабления аттенюаторов.

Из нее следует, что действительное значение ослабления, измеренное непосредственно у сочлененных аттенюаторов N_{Σ} , и сумма ослаблений отдельных аттенюаторов N_x совпадают в пределах погрешности измерения ΔN .

Средняя квадратическая погрешность σ непосредственного измерения сочлененных аттенюаторов практически не отличается от геометрической суммы погрешностей отдельных аттенюаторов σ_2 .

Среди приведенных в табл. 4 аттенюаторов оказался аттенюатор № 6, имеющий шпоночные разъемы, из-за чего случайная погрешность измерения ослабления для него оказалась более высокой (0,020 дБ), чем у

Таблица 4

Номера аттенуаторов	Номинальное ослабление $N, \text{дб}$	Измеренное ослабление		Расчетное ослабление при каскадном соединении аттенуаторов		
		$N_{\text{из}}, \text{дб}$	$\Delta, \text{дб}$	$N_{\text{р.с.}}, \text{дб}$	$\Delta_{\text{р.с.}}, \text{дб}$	$\Delta N, \text{дб}$
34	10	9,467	$\pm 0,008$			
47	15	15,657	$\pm 0,008$			
7	20	21,099	$\pm 0,008$			
6	20	21,261	$\pm 0,017$			
6 и 34	30	30,852	$\pm 0,020$			
34 и 47	25	25,044	$\pm 0,014$	25,024	$\pm 0,011$	$\pm 0,020$
6 и 7	40	42,381	$\pm 0,020$	42,360	$\pm 0,020$	$\pm 0,021$
(6+34) и 7	50	51,933	$\pm 0,023$	51,851	$\pm 0,020$	$\pm 0,018$

прочих аттенуаторов (0,008 дб). Присутствие этого аттенуатора в наборах заметно увеличило погрешность измерения ослабления.

В целом же экспериментально полученная погрешность измерения близка к ожидаемой, приведенной в табл. 3.

Заключение

На основании теоретического и экспериментального исследования погрешностей измерения ослабления аттенуаторов методом модулированной поднесущей можно сделать следующий вывод.

Применение указанного метода с одновременным уменьшением погрешности рассогласования дает возможность измерять ослабление до 50 дб в коаксиальном тракте с точностью, на порядок превышающей точность измерения, которую обеспечивают отечественными установками.

ЛИТЕРАТУРА

1. I. I. Hill, A. P. Miller. 7 — decade AC Voltage divider with accuracy $0,1 \times 10^{-6}$ Proc. I. E. E., part B, N 44, 1962.
2. Schaffer G. E., Bowman R. R. A modulated subcarrier technique of measuring microwave attenuation. Proc. I. E. E., pt. B, 109 Suppl. N 25, 1962.
3. Little Futher analyses of the modulated subcarrier technique of attenuation measurement I. E. E. E. Trans., 1—13, June—Sept, 1964.
4. Каталог фирмы «General Radio», 1964.

Поступила в редакцию
6/V 1967 г.

УМЕНЬШЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ РАССОГЛАСОВАНИЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ОСЛАБЛЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ И ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

С повышением точности измерения ослабления в полной погрешности часто доминирующей становится систематическая погрешность рассогласования, которая не исключается при повторных измерениях в неизменных условиях.

Погрешность рассогласования при включении в тракт аттенюатора с постоянным значением ослабления вычисляют по известной [1] формуле

$$\Delta N_p = 20 \lg \left| \frac{(1 - S_{11}\Gamma_r)(1 - S_{22}\Gamma_n) - S_{12}^2\Gamma_r\Gamma_n}{(1 - \Gamma_r\Gamma_n)} \right|, \quad (1)$$

где Γ_r и Γ_n — коэффициенты отражения выхода генератора и нагрузки; S_{11} , S_{22} — коэффициенты отражения нагруженного на согласованную нагрузку входа и выхода поверяемого аттенюатора.

Таким образом, чтобы найти значение погрешности рассогласования, следует знать входящие в формулу (1) коэффициенты отражения, которые являются комплексными величинами. Необходимость измерения этих величин усложняет поверку аттенюаторов и увеличивает ее длительность. Знак погрешности зависит от фазовых соотношений между входящими в формулу коэффициентами отражений. Поскольку учет фазовых соотношений сложен, то обычно с помощью измерительной линии или измерителя полных сопротивлений определяют только модули коэффициентов отражения и по ним рассчитывают наибольшую возможную погрешность рассогласования

$$\Delta N_{p_{\max}} = \pm 8,69 [|\Gamma_r| |S_{11}| + |S_{22}| |\Gamma_n| + |\Gamma_r| |\Gamma_n| |1 + S_{12}^2|]. \quad (2)$$

Известный метод уменьшения погрешности рассогласования с помощью согласующих трансформаторов очень трудоемкий. Поэтому предложенный в работе [2] широкополосный метод измерения ослабления, уменьшающий погрешность рассогласования, актуален. При этом методе поверяемый аттенюатор следует вносить между включенными в тракт направленными ответвителями и измерять ослабление по отношению падающих волн в боковых плечах направленных ответвителей до и после аттенюатора.

На основе анализа этого метода [3] было показано, что остаточная погрешность рассогласования имеет вид

$$\Delta N_p = 20 \left[\lg \left| \frac{(1 - S'_{22}\Gamma_1)(1 - S_{22}\Gamma_n)}{(1 - S_{22}\Gamma_n)} \right| + \lg \left| \frac{1 + \Gamma_1/A_{\Phi}}{1 - \Gamma_n/A_{\Phi}} \right| \right], \quad (3)$$

где Γ_1 — коэффициент отражения входа аттенюатора, к выходу которого подключена нагрузка с коэффициентом отражения Γ_n ;

S'_{22} — коэффициент отражения выхода основного плеча первого направленного ответвителя;

$D_{эф}$ — эффективная направленность первого ответвителя.

В работе [3] показано, что, применяя согласующие трансформаторы или направленные ответвители, можно добиться уменьшения погрешности рассогласования до $0,03 + 0,06$ дБ при коэффициенте стоячей волны поверяемого аттенюатора, равном 1,2. Однако и такое уменьшение погрешности не удовлетворяет полностью запросы измерительной техники. Поэтому целесообразно рассмотреть некоторые другие методы уменьшения погрешности рассогласования.

Применение фазовращателей для уменьшения погрешности рассогласования

Как было сказано выше, знак погрешности в формуле (1) зависит от фазовых соотношений между коэффициентами отражения. Это обстоятельство дает возможность менять знак у погрешности на обратный. Для этого необходимо при повторном измерении изменить на 180° взаимные фазовые углы у каждой пары взаимодействующих неоднородностей с помощью фазовращателей или четвертьволновых отрезков передающей линии (рис. 1).

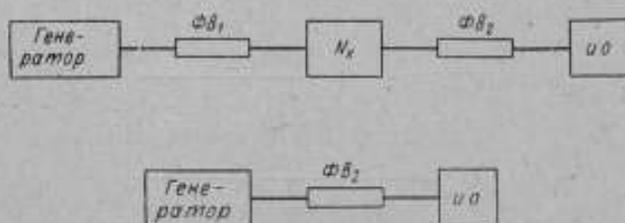


Рис. 1. Схема измерения с применением фазовращателей.

Так как

$$\frac{1}{2} [\lg(1+x) - \lg(1-x)] = \frac{1}{2} \lg(1-x^2), \quad (4)$$

то взяв полусумму результатов первого и второго измерений, получим ослабление с наибольшей возможной остаточной погрешностью, равной

$$\Delta N_{p_{max}} = \pm 10 \left[\lg \frac{[1 + (\Gamma_r |S_{11}|)^2] [1 + (|S_{22}| \Gamma_n)^2]}{[1 + (\Gamma_r | \Gamma_n |)^2]} + 2 \lg [1 + |S'_{12}| |\Gamma_r| |\Gamma_n|] \right]. \quad (5)$$

Значение погрешности, подсчитанное по формуле (5), не превышает 0,01 дБ при коэффициентах отражения $\Gamma_n = 0,1$, $\Gamma_r = \Gamma_1 = S_{11} = S_{22} = 0,2$, если не учитывать последнего члена формулы, зависящего от коэффициента передачи поверяемого аттенюатора.

Однако этот вывод справедлив только для идеального фазовращателя. В действительности приходится работать с неидеальными фазовращателями, которые одновременно с изменением фазы изменяют модуль коэффициента отражения. Очевидно, что при этом наибольшая возможная остаточная погрешность будет не меньше, чем определяемая по формуле (5).

Чтобы решить вопрос об эффективности применения неидеальных

фазовращателей для уменьшения погрешности рассогласования, рассмотрим измерительную схему (рис. 2). В тракте между генератором и нагрузкой (измерителем отношений) вносят поочередно эквивалентные четырехполюсники S'_x и S'_0 .

Четырехполюсник S'_x представляет собой каскадное соединение фазовращателя ФВ 1, поверяемого аттенюатора N_x и второго фазовращателя ФВ 2. Этот четырехполюсник соответствует случаю, когда поверяемый аттенюатор находится в тракте.

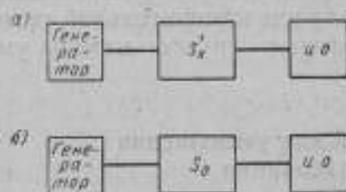


Рис. 2. Эквивалентная схема измерений:
а) четырехполюсник S'_x ; б) четырехполюсник S'_0 .



Рис. 3. Эквивалентный четырехполюсник.

Четырехполюсник S'_0 представляет собой фазовращатель и соответствует случаю, когда из тракта исключен аттенюатор.

Ослабление определяется по отношению падающих на нагрузку волн U_{nx}^+ и U_{n0}^+ .

$$U_{nx}^+ = \frac{U^+ S'_{12x}}{(1 - \Gamma_r \Gamma'_{1x})(1 - S'_{22x} \Gamma_n)}, \quad (6)$$

$$U_{n0}^+ = \frac{U^+ S'_{120}}{(1 - \Gamma_r \Gamma'_{10})(1 - S'_{220} \Gamma_n)}, \quad (7)$$

где U^+ — первоначально падающая волна;

S'_{12x} , S'_{120} — коэффициенты передачи четырехполюсников S'_0 и S'_x .

Разность между измеренным N_x и действительным ослаблением N_0 будет погрешностью рассогласования

$$\Delta N_p = N_x - N_0 = 20 \left[\lg \left| \frac{U_{nx}^+}{U_{n0}^+} \right| - \lg \frac{1}{|S_{12}|} \right], \quad (8)$$

где

$$N_0 = 20 \lg |S_{12}|^{-1},$$

S_{12} — коэффициент передачи аттенюатора.

Подставив значения U_{nx}^+ и U_{n0}^+ из выражений (6) и (7) в формулу (8), получим

$$\Delta N_p = 20 \left[\lg \left| \frac{(1 - \Gamma_r \Gamma'_{1x})(1 - S_{22x} \Gamma_n)}{(1 - \Gamma_r \Gamma'_{10})(1 - S_{220} \Gamma_n)} \right| - \lg \left| \frac{S_{12x}}{S_{120} S_{12}} \right| \right]. \quad (9)$$

Для дальнейших преобразований необходимо выразить коэффициенты передачи и отражения эквивалентных четырехполюсников через параметры фазовращателей и поверяемого аттенюатора.

Воспользуемся выражениями для элементов матрицы рассеяния [4] устройства S' , состоящего из трех каскадно-соединенных четырехполюсников a , b и c (рис. 3). Они равны

$$\left. \begin{aligned} S'_{11} &= a_{11} + b_{11} \frac{a_{12}a_{21}}{(1-a_{22}b_{11})} + c_{11} \frac{a_{12}a_{21}b_{12}b_{21}}{(1-a_{22}b_{11})[(1-a_{22}b_{11})(1-b_{22}c_{11}) - a_{22}b_{12}b_{21}c_{11}]}; \\ S'_{12} &= S'_{21} = \frac{a_{12}b_{12}c_{12}}{(1-a_{22}b_{11})(1-b_{22}c_{11}) - a_{22}b_{12}b_{21}c_{11}}; \\ S'_{22} &= c_{22} + b_{22} \frac{c_{12}c_{21}}{(1-b_{22}c_{11})} + a_{22} \frac{b_{12}b_{21}c_{12}c_{21}}{(1-b_{22}c_{11})[(1-b_{22}c_{11})(1-a_{22}b_{11}) - a_{22}b_{12}b_{21}c_{11}]} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где a_{xi} , b_{xi} , c_{xi} — элементы матриц рассеяния четырехполюсников a , b и c .

Подставив в выражение (10) значения элементов матриц фазовращателей a и c и аттенюатора N_x , получим

$$|a| = \begin{vmatrix} a_{11} \sqrt{1-a_{11}^2} e^{j\theta_1} \\ \sqrt{1-a_{22}^2} e^{j\theta_2} a_{22} \end{vmatrix}; \quad |c| = \begin{vmatrix} c_{11} \sqrt{1-c_{11}^2} e^{j\theta_1} \\ \sqrt{1-c_{22}^2} e^{j\theta_2} c_{22} \end{vmatrix}; \quad |N_x| = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix}, \quad (11)$$

где θ_1 и θ_2 — аргументы элементов матриц a_{12} и c_{12} .

Сделав необходимые преобразования и отбросив члены высших порядков малости, получим для четырехполюсника S'_1

$$\left. \begin{aligned} S'_{11x} &= a_{11} + S_{11}(1-a_{11}^2)e^{2j\theta_1} + S_{12}^2 c_{11}(1-a_{11}^2)e^{2j\theta_1}; \\ S'_{12x} &= S'_{21x} = \frac{S_{12}e^{j\theta_1}e^{j\theta_2}}{(1-a_{22}S_{11})(1-S_{22}c_{11}) - a_{22}c_{11}S_{12}^2}; \\ S'_{22x} &= c_{22} + S_{22}(1-c_{22}^2)e^{2j\theta_2} + S_{12}^2 a_{22}(1-c_{22}^2)e^{2j\theta_2}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

а для четырехполюсника S'_0 —

$$\left. \begin{aligned} S'_{110} &= c_{11}; \\ S'_{120} &= S'_{210} = \sqrt{1-c_{11}^2} e^{j\theta_1}; \\ S'_{220} &= c_{22}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Таким образом, все необходимые коэффициенты выражены через параметры фазовращателей и поверяемого аттенюатора.

Если теперь подставить полученные значения из формул (12) и (13) в формулу (9), то выражения в круглых скобках примут вид

$$(1+x+y). \quad (14)$$

При изменении фазового угла с помощью фазовращателя знак x изменится и полусумма логарифмов этих выражений будет равна

$$\frac{1}{2} [\lg(1+x+y) + \lg(1-x+y)] = \frac{1}{2} \lg[1+2y+(y^2-x^2)]. \quad (15)$$

На основании формулы (15) и учитывая, что

$$\Gamma'_1 = S'_{11} + \frac{S_{12}^2 \Gamma_n}{1-S'_{22} \Gamma_n}, \quad (16)$$

можно написать формулу для погрешности рассогласования при изменении ослабления с использованием неидеальных фазовращателей

$$\Delta N_p = 20 \lg \left| \frac{(1-a_{11}\Gamma_r)}{(1-c_{11}\Gamma_r)} \cdot \frac{(1-S_{12}^2 \Gamma_r \Gamma_n)}{(1-a_{22}S_{11})(1-S_{22}c_{11})} \right|, \quad (17)$$

пренебрегая при этом членами второго и более высших порядков малости, которые не превышают

$$\Delta N_p' = \pm 10 \lg \frac{|1 + (\Gamma_r |S_{11}|)^2| |1 + (S_{22}' |\Gamma_n|)^2|}{|1 + (\Gamma_r |\Gamma_n|)^2|}. \quad (18)$$

При одинаковых фазовращателях, у которых $a_{11} = c_{11}$, выражение для погрешности рассогласования несколько упрощается и становится равным

$$\Delta N_p = 20 \left[\lg |1 - S_{12}^2 \Gamma_r \Gamma_n| - \lg |(1 - a_{22} S_{11})(1 - S_{22} c_{11})| \right]. \quad (19)$$

Из формулы (19) видно, что из-за неидеальности фазовращателей в выражении для погрешности появился член, зависящий от взаимодействия коэффициентов отражения фазовращателя и поверяемого аттенюатора.

При выводе соотношений (17) и (19) предполагалось, что в процессе измерения модули коэффициентов отражения фазовращателей оставались неизменными. У фазовращателей некоторых типов (например, у раздвижных линий)

$$|a_{11}|_{n_1} \neq |a_{11}|_{n_1 + \pi/2}.$$

В этом случае выражение (15) примет вид

$$\frac{1}{2} \left[\lg(1 + x_1 + y_1) + \lg(1 - x_2 + y_2) \right] \cong \frac{1}{2} \lg \left[1 + (x - x_2) + (y + y_2) \right]. \quad (20)$$

Положив для определенности $x_2 < x_1$ и $y_2 < y_1$ при $x_1 < 1$, $y_1 < 1$, получим

$$\frac{1}{2} \lg \left[1 + (x_1 - x_2) + (y_1 + y_2) \right] \cong \lg \left(1 + \frac{\Delta x}{2} + y_1 \right), \quad (21)$$

где $\Delta x = x_1 - x_2$,

а погрешность рассогласования при этом выразится соотношением

$$\Delta N_p = 20 \left[\lg \left| \frac{(1 - \Gamma_r a_{11} - S_{12}^2 \Gamma_r \frac{\Delta c_{11}}{2})(1 - \Gamma_n c_{22} - S_{12}^2 \frac{\Delta a_{22}}{2})}{(1 - \Gamma_r c_{11})(1 - \Gamma_n a_{22})} \right| + \lg \left| \frac{1 - S_{12}^2 \Gamma_r \Gamma_n}{(1 - a_{22} S_{11})(1 - S_{22} c_{11})} \right| \right], \quad (22)$$

где a_{11} , c_{11} — максимальные значения коэффициентов отражения фазовращателей;

Δa_{22} , Δc_{11} — разность между максимальным и минимальным значениями коэффициентов при изменении электрической длины фазовращателей.

При условии, что оба измерения (для случаев нахождения в тракте поверяемого аттенюатора и отсутствия его там) происходят при одних и тех же начальных положениях фазовращателей, погрешность рассогласования становится равной

$$\Delta N_p = 20 \left[\lg \left| \frac{(1 - S_{12}^2 \Gamma_r \Gamma_n)(1 - S_{12}^2 \Gamma_r \frac{\Delta c_{11}}{2})(1 - S_{12}^2 \Gamma_n \frac{\Delta a_{22}}{2})}{(1 - a_{22} S_{11})(1 - S_{22} c_{11})} \right| - \lg |(1 - a_{22} S_{11})(1 - S_{22} c_{11})| \right]. \quad (23)$$

Таким образом, при измерении малых ослаблений изменение параметров фазовращателя будет сказываться на результате.

Если в качестве фазовращателей использовать четвертьволновые отрезки передающих линий, то в первом измерении (рис. 4 а, б) аттенюатор соединяют непосредственно с выходом генератора и нагрузкой;

во втором измерении аттенюатор присоединяют к генератору и нагрузке через отрезки линий. Поэтому значения собственных коэффициентов отражения этих отрезков будут входить в выражение погрешности только во втором измерении. Соотношение (15) при $y < 1$ можно написать в виде

$$\frac{1}{2} [\lg(1+x) + \lg(1-x+y)] \cong \frac{1}{2} \lg(1+y) \cong \lg\left(1 + \frac{y}{2}\right), \quad (24)$$

а погрешность рассогласования (19) с учетом выражения (24) будет

$$\Delta N_p = 20 \left[\lg |1 - S_{12}^2 \Gamma_r \Gamma_n| - \lg \left[\left(1 - \frac{a_{21}}{2} S_{11}\right) \left(1 - S_{22} \frac{c_{11}}{2}\right) \right] \right], \quad (25)$$

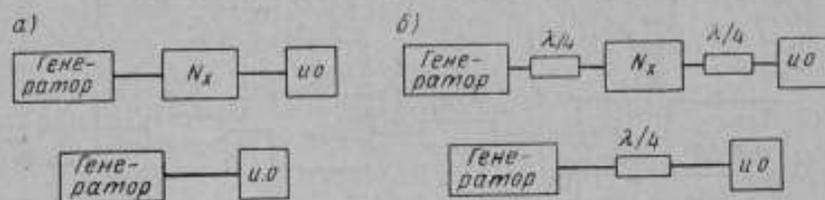


Рис. 4. Схема измерения с применением четвертьволновых отрезков линий: а) первое измерение; б) второе измерение.

Дальнейшие выводы будут основаны на результатах формулы (25), т. е. на предположении, что фазовращатели (четвертьволновые отрезки линий) находятся в измерительном тракте только при одном из измерений ослабления. При необходимости всегда можно перейти к соотношениям для погрешностей, учитывающих наличие фазовращателей в тракте в обоих измерениях (19), или при использовании фазовращателей, у которых коэффициенты отражения являются функцией его электрической длины (23).

Рассчитаем погрешность рассогласования при измерении ослабления с помощью фазовращателей. Примем следующие значения коэффициентов отражения

$$\Gamma_r = 0,2; \quad S_{11} = S_{22} = 0,2; \quad \Gamma_n = 0,1,$$

что соответствует техническим характеристикам распространенных генераторов, аттенюаторов и измерителей отношений.

Используя в качестве фазовращателей четвертьволновые отрезки передающей линии с собственными коэффициентами отражения, равными 0,01 (к. с. в. н. = 1,02), определим по формулам (18), (19) и (24) наибольшую возможную погрешность рассогласования, не превышающую следующих значений:

$$\begin{array}{ll} \Delta N_x = \pm 0,03 \text{ дБ} & \text{для } N_x = 20 \text{ дБ } (|S_{12}|^2 = 0,01) \\ \Delta N_x = \pm 0,05 \text{ дБ} & \text{» } N_x = 10 \text{ дБ } (|S_{12}|^2 = 0,1) \\ \Delta N_x = \pm 0,10 \text{ дБ} & \text{» } N_x = 5 \text{ дБ } (|S_{12}|^2 = 0,4) \end{array}$$

При измерении этим методом еще меньших ослаблений значения погрешности может сравниться со значением измеряемого ослабления. Анализ методов, уменьшающих влияние рассогласования — методы с направленными ответвителями и с фазовращателями — показал, что, кроме одинаковых общих членов, зависящих от коэффициентов отражения по-

веряемых аттенуаторов, в погрешностях того и другого метода имеются дополнительные составляющие.

В методе с направленными ответвителями дополнительная составляющая погрешности $\Delta N'_{доп}$ зависит от эффективной направленности

$$\Delta N'_{доп} = 20 \lg \left| \frac{1 + \Gamma_r/D_{эф}}{1 + \Gamma_n/D_{эф}} \right| \quad (26)$$

и увеличивается с ростом к. с. в. н. поверяемого аттенуатора, а в методе с фазовращателями она зависит от коэффициентов отражения генератора Γ_r и нагрузки Γ_n

$$\Delta N'_{доп} = 20 \lg |1 - S_{12}\Gamma_r\Gamma_n| \quad (27)$$

и увеличивается с уменьшением измеряемого ослабления.

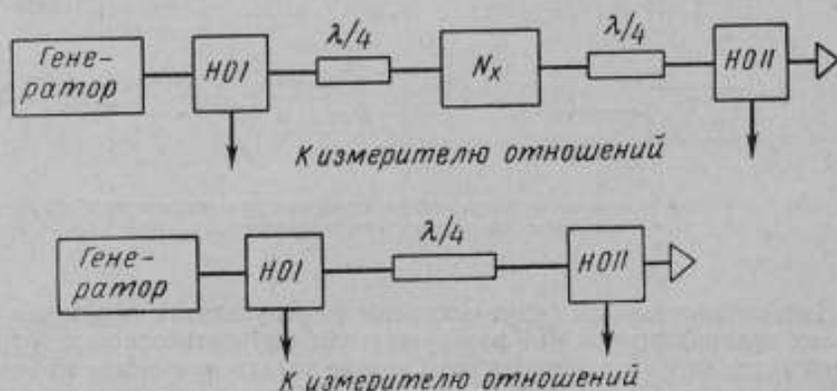


Рис. 5. Схема измерения ослабления с применением направленных ответвителей и фазовращателей.

Эти недостатки каждого из методов можно исключить, используя совместно фазовращатели и направленные ответвители (рис. 5). При этом $\Delta N'_{доп}$ изменяет знак при изменении электрической длины фазовращателя. Полусумма этих составляющих с разными знаками равна погрешности второго порядка малости, которую можно в дальнейшем не учитывать.

Составляющая погрешности $\Delta N'_{доп}$ уменьшается вследствие того, что первый ответвитель в этой схеме является эквивалентным генератором с коэффициентом отражения S'_{22} . Второй ответвитель — эквивалентная нагрузка с коэффициентом $\Gamma_{нз}$, причем $S'_{22} \ll \Gamma_r$ и $\Gamma_{нз} < \Gamma_n$.

Погрешность рассогласования в этом случае равна

$$\Delta N_p = 20 \left[\lg |1 - S_{12}^2 S'_{22} \Gamma_{нз}| - \lg \left| \left(1 - \frac{\alpha_m}{2} S_{11} \right) \left(1 - S_{22} \frac{\epsilon_{11}}{2} \right) \right| \right]. \quad (28)$$

Почти такой же эффект можно получить, если применять только один фазовращатель, исключив фазовращатель, который находился между аттенуатором N_x и вторым направленным ответвителем НО II. При изменении его электрической длины изменяется знак у обеих дополнительных составляющих $\Delta N'_{доп}$ и $\Delta N''_{доп}$. Поэтому, взяв полусумму результатов первого и второго измерений, найдем измеренное значение ослабления с погрешностью, равной

$$\Delta N_p = 20 \left[\lg |1 - S_{22} \Gamma_{\text{на}}| - \lg \left| 1 - \frac{a_{22}}{2} S_{11} \right| \right]. \quad (29)$$

Сравним погрешности рассогласования при измерении ослабления методами:

- с согласующими трансформаторами (1);
- с направленными ответвителями (3);
- с направленными ответвителями и фазовращателями (28).

Для расчета примем следующие коэффициенты отражения:

	значение	к. с. в. н.
Γ_r — выхода генератора	0,02	1,04
Γ_n — входа измерителя отношений	0,02	1,04
$a_{11} = c_{11}$ — входа и выхода фазовращателей	0,01	1,02
S'_{22} — выхода направленного ответвителя	0,02	1,04
$\Gamma_{\text{на}}$ — эквивалентной нагрузки в схеме с направленными ответвителями	0,02	1,04

Эффективная направленность ответвителя $D_{\text{эф}} = 36$ дБ.

Подставляя эти значения в формулы (1), (3) и (28), рассчитаем и построим зависимость погрешности рассогласования как функцию от ве-

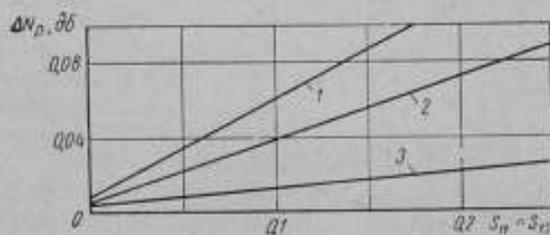


Рис. 6. График погрешности рассогласования в зависимости от коэффициентов отражения поверяемого аттенюатора:

1 — с направленными ответвителями; 2 — с согласующими трансформаторами; 3 — с направленными ответвителями и фазовращателями.

личины коэффициентов отражения поверяемого аттенюатора (рис. 6).

Из сравнения значений погрешности при измерении ослабления различными методами видно, что явное преимущество имеет метод с комбинированным применением фазовращателей и направленных ответвителей.

Таким образом, можно сделать следующий вывод. Применение одного из методов уменьшения погрешности рассогласования (метода с согласующими трансформаторами или метода с направленными ответвителями) при измерении ослабления снижает погрешность до значения 5 + 10 сотых долей децибела, в то время как применение комбинированного метода с направленными ответвителями и фазовращателями позволяет снизить эту погрешность еще в несколько раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Beatty R. W. Mismatch errors in measurements of ultrahigh frequency. *J. Research NBS, N 1*, jan. 1954.
2. Рабинович Б. Е. Метод измерения затухания ослабителей, свободный от погрешности рассогласования. «Измерительная техника», 1962, № 3.
3. Осейко А. А. О методе измерения ослабления, уменьшающем погрешность рассогласования. «Измерительная техника», 1969, № 3.
4. Beatty R. W. Effects of connectors and adapters on accurate attenuation measurements at microwave frequencies, *IEEE Trans of IM* Dec. 1964.

Поступила в редакцию
5/V 1967 г.

ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

УДК 536.62.068.6

В. И. КРЖИМОВСКИЙ
ВНИИМ

К ВОПРОСУ О ПОГРЕШНОСТИ КАЛОРИМЕТРОВ ВСЛЕДСТВИЕ ФЛУКТУАЦИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

При любых калориметрических измерениях необходимо оценить их погрешность вследствие флуктуаций температуры окружающей среды.

При разработке калориметров, когда заданы допустимая погрешность и предельное значение флуктуаций температуры среды, необходимо выбрать систему термостатирования и рассчитать ее оптимальные параметры.

Обе задачи могут быть решены, если известна функция, связывающая реакцию калориметра с изменением внешней температуры и параметрами термостата.

Любой калориметр имеет пассивную систему термостатирования*, состоящую из металлических оболочек, разделенных слоем теплоизолятора.

Рассмотрены системы, имеющие не более двух контуров** пассивного термостатирования.

Для приближенного математического анализа нестационарных тепловых процессов двухконтурная система (рис. 1) представлена эквивалентной электрической схемой (рис. 2 а, б), где C_1 , C_2 и C_3 — теплоемкости наружной и внутренней оболочек калориметрического тела; R_1 , R_2 , R_3 — тепловые сопротивления (рис. 1).

Разность температуры между внутренней оболочкой и калориметрическим телом измеряют чувствительным элементом.

При воздействии извне на калориметрическую систему теплового возмущения, описываемого функцией $\Theta(t)$, чувствительный элемент фиксирует приращение температуры $\Delta\Theta(t)$, которое служит источником погрешности при измерении (Θ — температура; t — время).

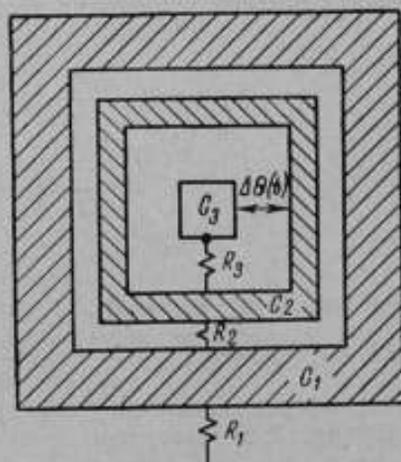


Рис. 1. Схематическое изображение двухконтурного калориметра.

* Система, не имеющая принудительного регулирования температуры.

** Сочетание оболочки, имеющей большую теплоемкость с тепловым изолятором.

Следует отметить, что при измерениях в естественных условиях $\Theta(t)$ — случайная функция. Однако целесообразно проводить анализ для скачкообразного изменения температуры среды на величину Θ_0 , которая приводит к наиболее резкому изменению теплового состояния калориметра, а расчетная погрешность достигает предельного значения.

В результате строгого математического анализа эквивалентной схемы (рис. 2) получим линейное дифференциальное уравнение третьего порядка с неразделяющимися переменными. Для преодоления математических трудностей воспользуемся соотношениями, вытекающими из сущности пассивного термостатирования

$$\tau_1 \gg \tau_2 \ll \tau_3, \quad (1)$$

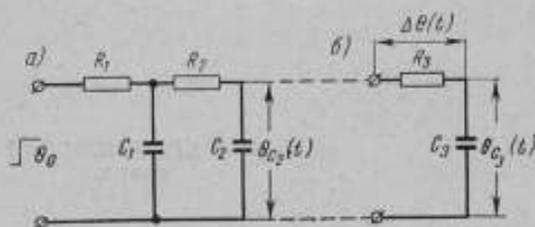


Рис. 2. Эквивалентные схемы двухконтурного калориметра:
а) термостата; б) калориметрического тела.

где τ_1, τ_2, τ_3 — постоянные времени соответствующих инерционных звеньев системы.

При этом эквивалентную схему можно анализировать по частям: вначале найти функцию переходного процесса $\Theta_{C_2}(t)$ для схемы на рис. 2, а, затем зависимость $\Delta\theta(t)$ при воздействии на вход схемы рис. 2, б нестационарного процесса $\Theta_{C_2}(t)$.

Для эквивалентной схемы (рис. 2, а) единичная переходная функция имеет вид*

$$h(t) = 1 - \frac{e^{-\alpha t}}{m} \left[\alpha \frac{e^{mt} - e^{-mt}}{2} + m \frac{e^{mt} + e^{-mt}}{2} \right], \quad (2)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{2\tau_1} \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{\tau_1}{\tau_2} + \frac{\tau_1}{\tau_2} \right); \\ \omega &= \frac{1}{\tau_1\tau_2}; \quad m = \sqrt{\alpha^2 - \omega^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Если $t \rightarrow \infty$; $\Theta_{C_2} \rightarrow \Theta_0$, то учитывая выражение (2), получим

$$\Theta_{C_2}(t) = \Theta_0 \left[1 - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{\alpha}{m} \right) e^{(m-\alpha)t} + \frac{1}{2} \left(\frac{\alpha}{m} - 1 \right) e^{-(m+\alpha)t} \right]. \quad (4)$$

Дифференциальное уравнение для переходного процесса цепочки R_3C_3 (рис. 2, б) имеет вид:

$$\tau_3 \frac{d\Theta_{C_3}}{dt} + \Theta_{C_3} = \Theta_{C_2}(t). \quad (5)$$

Решая уравнение (5), получаем

$$\Theta_{C_3}(t) = \Theta_0 \left\{ \frac{e^{-t/\tau_3}}{\tau_3} \left[\tau_3 e^{t/\tau_3} - \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + \frac{\alpha}{m}}{m - \alpha + \tau_3^{-1}} e^{(m-\alpha+\tau_3^{-1})t} + \frac{\frac{\alpha}{m} - 1}{\tau_3^{-1} - m - \alpha} e^{(\tau_3^{-1} - \alpha - m)t} + \Phi e^{-t/\tau_3} \right] \right\}, \quad (6)$$

где Φ — постоянная интегрирования.

* Теумин И. И. Справочник по переходным электрическим процессам. М., Связьиздат, 1952.

Ее находят из начального условия $\theta_{C_3}(0) = 0$ в виде:

$$\Phi = -\theta_0 \left[1 - \frac{1}{2\tau_3} \cdot \frac{1 - \frac{\alpha}{m}}{\tau_3^{-1} + m - \alpha} + \frac{1}{2\tau_3} \cdot \frac{\frac{\alpha}{m} - 1}{\tau_3^{-1} - m - \alpha} \right]. \quad (7)$$

Подставив это выражение в формулу (6), после очевидных преобразований получим

$$\theta_{C_3}(t) = \theta_0 [1 - ae^{(m-\alpha)t} + be^{-(m+\alpha)t} - (1-a+b)e^{-t/\tau_3}], \quad (8)$$

где $a = \frac{1}{2\tau_3 m} \cdot \frac{m+\alpha}{\tau_3^{-1} - \alpha - m}$; $b = \frac{1}{2\tau_3 m} \cdot \frac{\alpha - m}{\tau_3^{-1} - \alpha - m}$.

Функцию $\Delta\theta(t)$ переходного процесса находят как разность температур между внутренней оболочкой и калориметрическим телом

$$\Delta\theta(t) = \theta_{C_2}(t) - \theta_{C_3}(t). \quad (9)$$

Подставим в формулу (9) значения функций (4) и (8). После преобразований получим выражение для переходного процесса двухконтурной системы пассивного термостатирования

$$\frac{\Delta\theta}{\theta_0} = \left[\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{m} \right) - a \right] e^{(m-\alpha)t} + \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\alpha}{m} - 1 \right) - b \right] e^{-(m+\alpha)t} + [1 - a + b] e^{-t/\tau_3}. \quad (10)$$

Погрешность δ из-за пренебрежения влиянием калориметрического тела на характер нагрева оболочек (см. формулу (1)) находят из выражения

$$\delta \approx \frac{i_{C_2}}{i_{C_3}}, \quad (11)$$

где i_{C_2} и i_{C_3} — тепловые потоки.

Воспользуемся известными соотношениями:

$$i_{C_2} = \frac{1}{C_2} \cdot \frac{d\theta_{C_2}(t)}{dt} \quad \text{и} \quad i_{C_3} = \frac{1}{C_3} \cdot \frac{d\theta_{C_3}(t)}{dt}. \quad (12)$$

Подставив в выражение (12) значение функций (4) и (8), после дифференцирования и алгебраических преобразований получим

$$\delta \approx \frac{C_2}{C_3} \cdot \frac{1}{1 + \frac{m-\alpha}{\tau_3}} \left[1 - \frac{\alpha^2 m}{(m^2 - \alpha^2) (\tau_3^{-1} - \alpha - m)} \cdot \frac{e^{-(\tau_3^{-1} - \alpha)t}}{\text{Sh } mt} \right]. \quad (13)$$

При упрощении выражения (13) было использовано соотношение

$$\alpha \ll \tau_3^{-1} \gg m,$$

вытекающее из условия (1).

Из числового анализа формулы (13) следует, что второй член в квадратных скобках значительно меньше единицы, а погрешность определяется в основном отношением теплоемкостей калориметрического тела и внутренней оболочки. Как правило, у термостатов $C_2/C_3 \gg 100$, при этом $\delta \ll 1\%$.

Проанализируем также более простую калориметрическую систему, в которой для термостатирования применена одна металлическая оболочка (рис. 3, а). Математически строго можно проанализировать такую систему, не пользуясь соотношением (1).

Тем не менее и здесь имеет смысл сохранить методику расчета, принятую выше для получения более простых соотношений.

Одноконтурную калориметрическую систему (рис. 3) удобно представить в виде эквивалентной схемы.

Переходной процесс цепочки R_1C_1 выражается уравнением

$$\theta_{C_1}(t) = \theta_0(1 - e^{-t/\tau_1}), \quad (14)$$

а процесс переходной цепочки R_2C_2 при воздействии на нее нестационарного процесса $\theta_{C_1}(t)$ — дифференциальным уравнением

$$\tau_2 \frac{d\theta_{C_2}(t)}{dt} + \theta_{C_2}(t) = \theta_{C_1}(t), \quad (15)$$

решение которого при условии $\theta_{C_2}(0) = 0$ будет

$$\theta_{C_2}(t) = \theta_0 \left[1 - \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} e^{-t/\tau_1} - \left(1 - \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \right) e^{-t/\tau_2} \right]. \quad (16)$$

Функцию $\Delta\theta(t)$ переходного процесса находят из выражения

$$\Delta\theta(t)' = \theta_{C_1}(t)' - \theta_{C_2}(t). \quad (17)$$

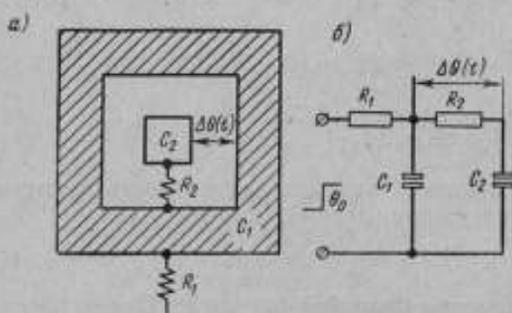


Рис. 3. Одноконтурная калориметрическая система:

а) схематическое изображение калориметра; б) эквивалентная схема.

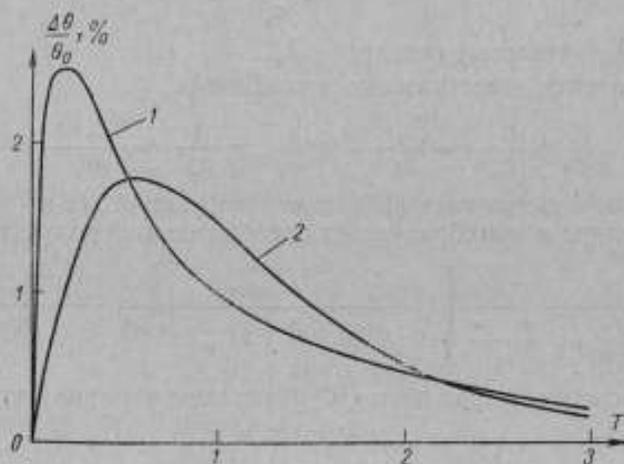


Рис. 4. Графики переходного процесса недифференциальных калориметрических систем:
1 — одноконтурной $T = t/\tau_1$ и 2 — двухконтурной $T = t(\tau_1 + \tau_2)$.

Подставив в формулу (17) значения функций (14) и (16), после очевидных преобразований получим функцию переходного процесса одноконтурной калориметрической системы в виде

$$\frac{\Delta\theta(t)}{\theta_0} = \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} e^{-t/\tau_1} \left[1 - e^{(\tau_1^{-1} - \tau_2^{-1})t} \right]. \quad (18)$$

Погрешность, возникающую при использовании соотношения (1), можно найти из выражения

$$\delta \cong \frac{t_{C_2}}{t_{C_1}} = \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{d\theta_{C_2}/dt}{d\theta_{C_1}/dt} = \frac{C_2}{C_1} \cdot \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} [1 - e^{(\tau_1^{-1} - \tau_2^{-1})t}]. \quad (19)$$

Числовой анализ выражения (19) показывает, что погрешность δ зависит в основном от величины отношения C_2/C_1 , так при $C_2/C_1 \geq 100$, $\delta \leq 1\%$.

На рис. 4 представлены графики переходных процессов, рассчитанные по формулам (10) и (18) при следующих числовых значениях величин: одноконтурная система... $\tau_1 = 350$ мин; $\tau_2 = 10$ мин; двухконтурная система... $\tau_1 = 200$ мин, $\tau_2 = 150$ мин, $\tau_3 = 10$ мин, $C_1/C_2 = 3,4$.

Для сопоставления выбраны эквивалентные системы с одинаковыми суммарной постоянной времени теплозащиты и инерционностью калориметрического тела.

Сопоставление графиков показывает, что двухконтурная система термостатирования (при той же суммарной постоянной времени) обладает лучшими свойствами по сравнению с одноконтурной.

З а к л ю ч е н и е

Выражения (10) и (18), представляющие собой переходные функции для скачкообразного изменения температуры, дают возможность рассчитать приращение температуры калориметрического тела в результате скачкообразного изменения температуры окружающей среды, если известны постоянные времени контуров термостатирования и калориметрического тела, а также отношение теплоемкостей металлических оболочек термостатов. Эти параметры могут быть рассчитаны приближенно по известным формулам теплотехники, либо по экспериментальным графикам реакции уединенных элементов калориметра на скачкообразное изменение температуры.

Проанализированы наиболее часто встречающиеся виды тепловой защиты калориметров с. в. ч.

Если изменение температуры носит более сложный характер, введенные соотношения могут быть использованы для анализа с помощью интеграла Дюамеля*.

Поступила в редакцию
20/VI 1967 г.

* См. сноску на стр. 38.

ТЕРМИСТОРНЫЙ И БОЛОМЕТРИЧЕСКИЙ МОСТ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ И ОТНОШЕНИЯ МОЩНОСТЕЙ С ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТЬЮ

Точный термисторный и болометрический мост типа ИМО-1 для измерения мощности и отношения мощностей с в. ч. был разработан во ВНИИМ в комплекте установки для поверки измерителей малой мощности и аттестации термисторных и болометрических преобразователей мощности (головок) дециметрового диапазона волн.

В установке*, блок-схема которой дана на рис. 1, мост выполняет несколько функций.

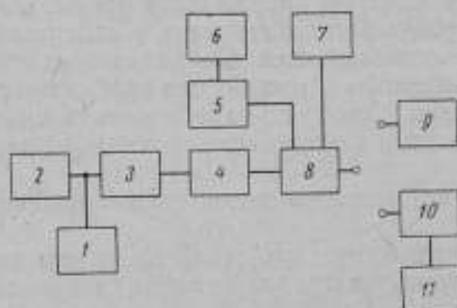


Рис. 1. Блок-схема установки для поверки измерителей малой мощности и аттестации термисторных и болометрических приемных преобразователей мощности с в. ч.

1 — измеритель частоты; 2 — источник колебаний с в. ч.; 3 — ферритовый вентиль; 4 — фильтр нижних частот; 5 — образцовая болометрическая головка; 6 и 11 — прибор типа ИМО-1; 7 — согласованная нагрузка; 8 — направленный ответвитель поворотного типа; 9 — поверяемый измеритель малой мощности; 10 — аттестуемый термисторный или болометрический приемный преобразователь мощности с в. ч.

направленного ответвителя, и при измерении их коэффициента отражения, мост с болометрической головкой во вторичной линии ответвителя

служит для измерения отношения мощностей с в. ч. $|\Gamma_x|^2 = \frac{P_{отр}}{P_{пад}}$ или от-

* Морозова Т. Б. Новые научно-исследовательские работы по метрологии, вып. б, М., Издательство стандартов, 1964, стр. 24.

1. Измеряет мощность, проходящую в основной линии ответвителя, в комплекте с болометрической головкой, включенной во вторичную линию направленного ответвителя.

Измерительное устройство моста обеспечивает прямой отсчет проходящей мощности при коэффициенте деления направленного ответвителя от 0 до 20 дБ.

2. Измеряет мощность, поглощенную в аттестуемом термисторном или болометрическом преобразователе.

Измерительное устройство моста обеспечивает прямой отсчет замещающей мощности постоянного тока в терморезисторе любого типа (болометре или термисторе), рабочее сопротивление которого лежит в пределах 70+300 Ом.

3. Наконец, при сличении двух измерителей мощности, подключаемых к выходу основной линии

ношения проходящих мощностей $N = \frac{P'_{пад} - P'_{отр}}{P''_{пад} - P''_{отр}}$ с прямым отсчетом измеряемой величины,

где $P_{пад}$, $P_{отр}$ — мощности падающей и отраженной волны;
 $[\Gamma_x]$ — коэффициент отражения на входе измерителя мощности.

При такой универсальности прибора неизбежна трудоемкая подготовка его измерительной схемы к различным видам работы.

Описание схемы прибора

Упрощенная принципиальная схема прибора типа ИМО-1 представлена на рис. 2. Прибор представляет собой автоматически уравновешенный мост постоянного тока и измерительное устройство.

Мост R_1, R_2, R_3, R_6 построен по симметричной схеме. Каждое из плеч отношения содержит прецизионное проволочное сопротивление $R_2 = R_1 = 75 \text{ ом}$.

Плечо сравнения R_3 состоит из сопротивления 70 ом и магазина сопротивлений. Две декады магазина $22 \times 10 \text{ ом}$ и $10 \times 1 \text{ ом}$ и сопротивление 70 ом позволяют установить рабочее сопротивление терморезистора в пределах от 70 до 300 ом ступенями через один ом. Мост питается от источника выпрямленного напряжения $E_1 = 9 \text{ в}$.

Для автоматического уравновешивания моста применен регулирующий триод ПТ типа П201, эмиттер — коллектор которого включены в цепь питания моста. Управление током триода осуществляется с помощью фотоэлектрического усилителя типа Ф117/3, гальванометр которого G_1 включен в индикаторную диагональ моста. Промежуток база — коллектор регулирующего триода включен в цепь разности токов дифференциального фотосопротивления ΦC_1 , обе половины которого питаются от общего источника выпрямленного напряжения $2 \times 50 \text{ в}$ со средней точкой. Луч света (рис. 2) от осветительной лампочки, отраженный от зеркальца, связанного с подвижной системой гальванометра G_1 , освещает фотосопротивление, изменяя его величину. При равном освещении половины фотосопротивления ΦC_1 сигнал в цепи база — коллектор регулирующего триода равен нулю. Допустим, что при этом ток коллектора (ток моста) обеспечивает равновесие моста.

Если увеличится ток моста, то его равновесие нарушится, т. е. рамка гальванометра G_1 , а вместе с ней и зеркальце, повернутся на некоторый угол, изменяя освещение фотосопротивления ΦC_1 . Появившийся в результате этого сигнал в цепи база — коллектор триода вызывает уменьшение тока моста (триод запирается) и приближение его к току равновесия. Таким образом система (рис. 2) поддерживает ток моста вблизи тока равновесия с точностью, зависящей от коэффициента усиления схемы автоматического регулирования. С помощью такой системы автоматически поддерживается равновесие моста при токах от 5 до 35 ма .

При работе прибора с термистором и болометром напряжения на индикаторной диагонали моста и сигналы на базе триода будут противоположного знака при нарушении равновесия моста. В то же время характер управления должен быть один и тот же, т. е. при уменьшении тока моста от внешних причин управляющий сигнал на базе триода должен «открывать» триод. Поэтому со сменой типа терморезистора одновременно меняется полярность включения рамки гальванометра в диагональ моста (переключателем P_1).

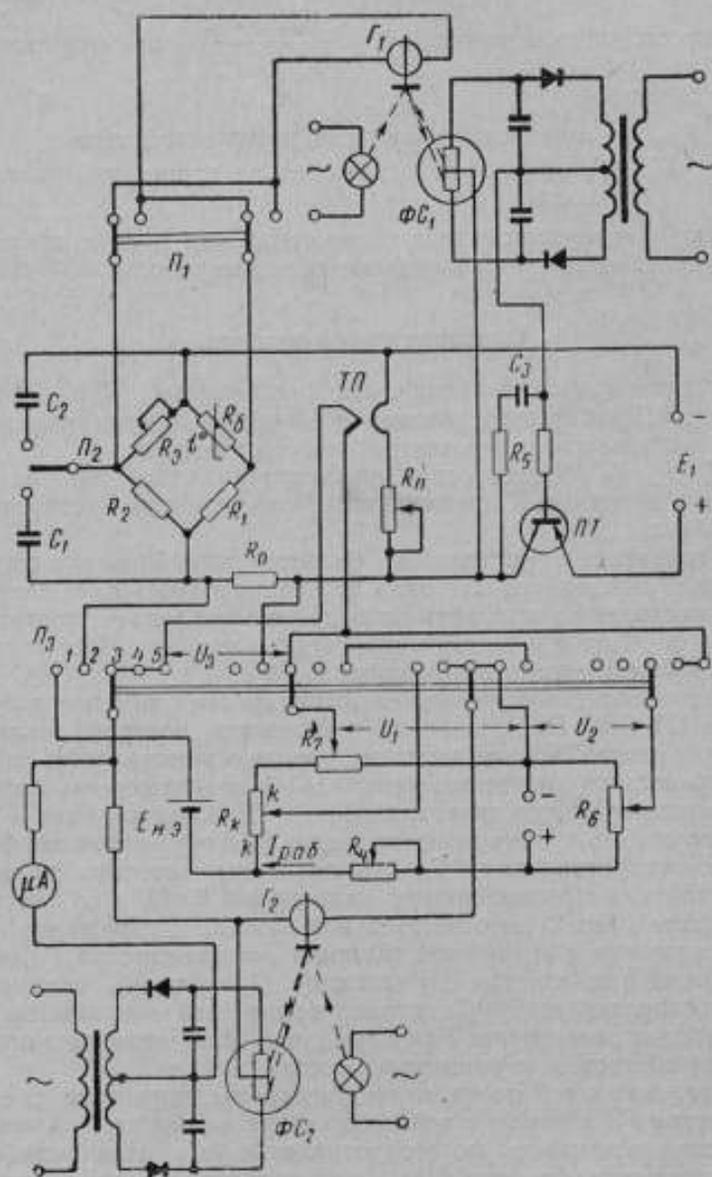


Рис. 2. Упрощенная принципиальная схема прибора типа ИМО-1.

Коэффициент усиления системы автоматического регулирования тока моста более 2000. При этом статическая ошибка авторегулирования, т. е. недобаланс моста, не превышает 0,05%.

В системе авторегулирования могут возникать благоприятные условия для самовозбуждения. Появляющиеся в этом случае автоколебания устраняются с помощью емкости, шунтирующей одно из плеч моста и корректирующей цепочки R_5C_3 в цепи базы управляющего триода. При работе с термистором конденсатор C_1 шунтирует плечо моста, противоположное измерительному, а при работе с болометром шунтируется конденсатор C_2 плечо моста, смежное с измерительным.

Параллельно диагонали питания моста включены многоэлементные

термопреобразователи ТП типа ТЭМ-1 с квадратичной характеристикой. Т. э. д. с. на выходе термопар равна

$$U = \gamma I_n^2, \quad (1)$$

где I_n — ток через подогреватели термопар;
 γ — коэффициент преобразования.

С помощью переменного сопротивления R_n в цепи подогревателей термопар устанавливается рабочий ток термопреобразователей (20—30 ма).

Измерительная схема прибора включает в себя два потенциометра: вспомогательный «запоминающий» R_6 и отсчетный R_7 , а также систему калировки шкалы отсчетного потенциометра. «Запоминающий» потенциометр имеет две декады, с помощью которых в цепь компенсации может быть введено плавно изменяющееся напряжение.

Отсчетный потенциометр имеет четыре декады, позволяющие отсчитывать измеряемую величину с точностью до 0,1%. Шкала потенциометра калируется по нормальному элементу в значениях измеряемой величины: мощности, поглощенной в терморезисторе, или проходящей мощности.

Нуль-индикатор в компенсационной цепи собран на фотозлектрическом усилителе Ф 117/4 (ΦC_2 и Γ_2) по схеме компенсации напряжения. Чувствительность нуля — индикатора не более 0,05 мквт на деление шкалы выходного прибора (μA).

Принцип работы прибора

Измерение отношения поглощенных мощностей

Принцип работы схемы при измерении отношения мощностей с. в. ч., поглощенных в терморезисторе, заключается в следующем.

При отсутствии мощности с. в. ч. на терморезисторе в плече моста автоматически устанавливается мощность подогрева P_0 постоянным током, при которой обеспечивается равновесие моста

$$P_0 = \frac{I_0^2}{4} \cdot R_6, \quad (2)$$

где I_0 — ток начального равновесия моста;
 R_6 — рабочее сопротивление терморезистора.

На выходе термопреобразователей при этом устанавливается т. э. д. с. U_{30} , пропорциональная P_0

$$U_{30} = \alpha P_0, \quad (3)$$

где α — коэффициент пропорциональности, учитывающий выражения (1) и (2).

$$\alpha = \frac{4\gamma(R_m + R_6)^2}{R_{7n}^2 \cdot R_6}, \quad (4)$$

где R_m, R_6, R_{7n} — сопротивления на зажимах диагонали питания моста, служащее для калировки шкалы отсчетного потенциометра и цепи с подогревателями термопар.

Т. э. д. с. U_{30} с помощью переключателя Π_3 (положение 4) включается в цепь компенсации навстречу выходному напряжению U_2 вспомогательного («запоминающего») потенциометра. Регулировкой U_2 добиваются равенства этих напряжений, т. е. их компенсации (первая операция измерения)

$$U_{20} = U_{30} = \alpha P_0. \quad (5)$$

При поданной на вход преобразователя мощности с. в. ч. $P'_{с. в. ч.}$ (большой уровень) на терморезисторе автоматически устанавливается мощность постоянного тока P_1 .

При этом

$$P'_{с. в. ч.} = P_0 - P_1. \quad (6)$$

На выходе термопреобразователей устанавливается автоматически т. э. д. с.

$$U_{31} = \alpha P_1. \quad (7)$$

Разность двух напряжений (U_{20} — на выходе «запоминающего» потенциометра и U_{31} — на выходе термопреобразователей), пропорциональная первому уровню мощности с. в. ч., включается навстречу выходному напряжению U'_1 отсчетного потенциометра R_7 (переключатель P_3 в положении 5) и в момент компенсации отсчитывается по его шкале в виде условной единицы. Для этой компенсации с помощью сопротивления R_4 в цепи рабочего тока отсчетного потенциометра устанавливается такой ток $I_{раб.}$, при котором напряжение U'_1 на выходном сопротивлении $R'_{отсч.}$ этого потенциометра, градуированном как единица, становится равным разности напряжений $U_{20} - U_{31}$ (вторая операция измерения).

$$U'_1 = I_{раб.} \cdot R'_{отсч.} = U_{20} - U_{31} = \alpha (P_0 - P_1) = \alpha P'_{с. в. ч.} \quad (8)$$

Затем на вход преобразователя с. в. ч. подается второй уровень мощности $P'_{с. в. ч.} < P'_{с. в. ч.}$.

На терморезисторе автоматически устанавливается мощность постоянного тока $P_2 > P_1$, на выходе термопреобразователей — напряжение $U_{32} = \alpha P_2$.

При этом

$$P'_{с. в. ч.} = P_0 - P_2. \quad (9)$$

В цепь компенсации навстречу друг другу включаются разность напряжений

$$U_{20} - U_{32} = \alpha (P_0 - P_2) = \alpha P'_{с. в. ч.} \quad (10)$$

и выходное напряжение отсчетного потенциометра U''_1 .

Компенсации в этом случае добавляются, изменяя выходное сопротивление отсчетного потенциометра при неизменном рабочем токе (третья операция измерения)

$$U''_1 = I_{раб.} \cdot R'_{отсч.} = \alpha P'_{с. в. ч.} \quad (11)$$

Шкала $R'_{отсч.}$ отсчетного потенциометра градуирована в относительных единицах $\frac{R'_{отсч.}}{R'_{отсч.}}$, следовательно, отсчет по шкале соответствует отношению мощностей с. в. ч.

$$N = \frac{I_{раб.} \cdot R'_{отсч.}}{I_{раб.} \cdot R'_{отсч.}} = \frac{P'_{с. в. ч.}}{P'_{с. в. ч.}} \quad (12)$$

Измерение отношения проходящих мощностей

Для измерения отношения проходящих мощностей прибор ИМО-1 с термисторным или болометрическим преобразователем мощности с. в. ч. включается в одно из плеч вторичной линии направленного ответвителя поворотного типа.

В одном из рабочих положений вторичной линии направленного ответвителя на вход преобразователя подается мощность $P'_{1\text{с.в.ч}}$, пропорциональная мощности волны, отраженной от нагрузки в первичной линии ответвителя

$$P'_{1\text{с.в.ч}} = a \cdot P'_{\text{отр}}, \quad (13)$$

где a — коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров направленного ответвителя.

На терморезисторе автоматически устанавливается мощность постоянного тока

$$P'_1 = P_0 - P'_{1\text{с.в.ч}}, \quad (14)$$

Т. э. д. с. на выходе термопар U'_{31} , пропорциональная согласно формуле (3) мощности P'_1 , «запоминается» вспомогательным потенциометром (первая операция измерения). При этом переключатель Π_3 ставится в положение 4. Компенсация при этой операции осуществляется регулировкой выходного напряжения вспомогательного потенциометра

$$U'_2 = U'_{31} = \alpha P'_1. \quad (15)$$

При повороте вторичной линии направленного ответвителя на 180° относительно первоначального положения на вход преобразователя с. в. ч. ответвляется мощность $P'_{2\text{с.в.ч}}$, пропорциональная мощности волны, падающей на нагрузку в первичной линии направленного ответвителя $P'_{\text{пад}}$

$$P'_{2\text{с.в.ч}} = \alpha P'_{\text{пад}}. \quad (16)$$

На терморезисторе при этом автоматически устанавливается мощность постоянного тока (при условии постоянства окружающей терморезистор температуры)

$$P'_2 = P_0 - P'_{2\text{с.в.ч}} \quad (17)$$

и на выходе термопар т. э. д. с. U'_{32} , пропорциональная мощности P'_2

$$U'_{32} = \alpha P'_2. \quad (18)$$

Разность напряжений U'_2 (на зажимах «запоминающего» потенциометра) и U'_{32} (на выходе термопар), пропорциональная разности падающей и отраженной мощностей, т. е. уровню мощности, проходящей в первичной линии направленного ответвителя $P'_{\text{прох}}$, включается в цепь компенсации навстречу выходному напряжению отсчетного потенциометра U'_1 и отсчитывается по его шкале в виде условной единицы (аналогично второй операции измерения отношения поглощенных мощностей). Переключатель Π_3 при этом в положении 5 и компенсация осуществляется регулировкой рабочего тока отсчетного потенциометра $I_{\text{раб}}$

$$\begin{aligned} U'_1 = I_{\text{раб}} \cdot R'_{\text{отсч}} = U'_2 - U'_{32} &= \alpha (P'_1 - P'_2) = \alpha (P'_{2\text{с.в.ч}} - P'_{1\text{с.в.ч}}) = \\ &= \alpha \alpha (P'_{\text{пад}} - P'_{\text{отр}}) = \alpha \alpha P'_{\text{прох}}. \end{aligned} \quad (19)$$

Затем в первичной линии направленного ответвителя устанавливается второй уровень проходящей мощности $P'_{\text{прох}}$.

Вторичная линия ответвителя вновь поочередно устанавливается в два рабочих положения, при которых на вход преобразователя с. в. ч. ответвляются мощности, пропорциональные отраженной $P'_{\text{отр}}$ и падающей $P'_{\text{пад}}$ волн, распространяющихся в первичной линии ответвителя.

На терморезисторе при этом автоматически будут устанавливаться мощности постоянного тока

$$\left. \begin{aligned} P_1' &= P_0 - P_{1, \text{с.в.ч}}' = P_0 - aP_{\text{отр}}'; \\ P_2' &= P_0 - P_{2, \text{с.в.ч}}' = P_0 - aP_{\text{пад}}'; \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

и на выходе термопар соответственно т. э. д. с.

$$\left. \begin{aligned} U_{31}' &= \alpha P_1' = \alpha (P_0 - aP_{\text{отр}}'); \\ U_{32}' &= \alpha P_2' = \alpha (P_0 - aP_{\text{пад}}'). \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Т. э. д. с. U_{31}'' «запоминается» ($U_2'' = U_{31}''$) вспомогательным потенциометром (третья операция измерения).

Разность напряжений (U_2'' на выходных зажимах «запоминающего» потенциометра и U_{32}' на выходе термопар)

$$U_2'' - U_{32}' = \alpha a P_{\text{прох}}', \quad (22)$$

пропорциональная значению второго уровня проходящей мощности $P_{\text{прох}}'$, включается в компенсационную схему навстречу выходному напряжению отсчетного потенциометра U_1'' .

При неизменном рабочем токе компенсации в этом случае добиваются, изменяя выходное сопротивление отсчетного потенциометра (четвертая операция измерения)

$$U_1'' = I_{\text{раб}} R_{\text{отсч}}' = U_2'' - U_{32}' = \alpha a P_{\text{прох}}'. \quad (23)$$

Шкала отсчетного потенциометра градуирована в относительных единицах $\frac{R_{\text{отсч}}'}{R_{\text{отсч}}}$, следовательно, отсчет по шкале соответствует отношению проходящих мощностей.

$$\frac{U_1''}{U_1'} = \frac{I_{\text{раб}} \cdot R_{\text{отсч}}'}{I_{\text{раб}} \cdot R_{\text{отсч}}} = \frac{U_2'' - U_{32}'}{U_2' - U_{32}'} = \frac{P_{\text{прох}}'}{P_{\text{прох}}}. \quad (24)$$

Описываемая методика измерения отношения мощностей не требует предварительной калибровки шкалы прибора.

Калибровка отсчетной шкалы прибора в единицах поглощенной мощности

При измерении абсолютного значения мощности, поглощенной в термисторе или болометре, шкала отсчетного потенциометра предварительно калибруется в единицах измеряемой величины в милливаттах.

Калибровка заключается в установлении такого значения рабочего тока потенциометра R_7 , при котором отсчет по его шкале соответствует мощности постоянного тока, рассеиваемой в сопротивлении измерительного плеча моста R_6 , а выходное напряжение U_1 (рис. 2) этого потенциометра равно т. э. д. с. на выходе термопреобразователей. Для калибровки шкалы потенциометра переключатель Π_3 сначала устанавливается в положение 1. При этом в цепь компенсации навстречу друг другу включаются э. д. с. нормального элемента ($E_{\text{нз}} = 1,0186 \text{ в}$) и напряжение на зажимах $k=k$ калибровочного сопротивления R_k ($R_{k0} = 10186 \text{ ом}$). Регулировкой сопротивления R_4 устанавливается рабочий ток потенциометра $I_{\text{раб } 0}$, при котором достигается компенсация (первая операция калибровки)

$$E_{\text{нз}} = I_{\text{раб } 0} R_{k0}. \quad (25)$$

При этом $I_{\text{раб } 0} = 100 \text{ мка}$ и отсчетная шкала потенциометра калибрована в единицах напряжения (в вольтах). Затем переключатель Π_3 переводят в положение 2. При этом в цепь компенсации навстречу включаются на-

напряжение на сопротивлении R_0 (1 ом) в цепи питания моста и выходное напряжение отсчетного потенциометра U_{10} . В момент компенсации, которая достигается изменением выходного сопротивления отсчетного потенциометра, соблюдается равенство (вторая операция калибровки)

$$I_0 R_0 = U_{10}. \quad (26)$$

После этого переключатель Π_3 устанавливают в положение 3. При этом в цепь компенсации включают напряжение U_{30} на выходе термопреобразователей и выходное напряжение отсчетного потенциометра U_{11} .

В момент компенсации (третья операция калибровки) соблюдается равенство

$$U_{30} = U_{11}. \quad (27)$$

Затем определяют коэффициент пропорциональности между напряжением на выходе термопреобразователей U_{30} и квадратом тока питания моста I_0^2

$$K = \frac{U_{30}}{I_0^2} = \frac{U_{30}}{I_0} \frac{R_0^2}{R_0^2} = \frac{U_{11}}{U_{10}} R_0^2 = \frac{U_{11}}{U_{10}} \cdot 1, \quad (28)$$

$$U_{30} = K I_0^2. \quad (29)$$

Из выражений (2) и (29) получим

$$U_{30} = \frac{4KP_0}{R_0}. \quad (30)$$

Для выполнения калибровки должно выполняться условие

$$U_1 = U_{30}, \quad (31)$$

но

$$U_1 = R_{отсч(p)} \cdot I_{раб(p)}, \quad (32)$$

где $I_{раб(p)}$ и $R_{отсч(p)}$ — рабочий ток и выходное сопротивление отсчетного потенциометра R_7 , шкала которого калибрована в единицах мощности.

Рабочий ток $I_{раб(p)}$ устанавливается по нормальному элементу и калибровочному сопротивлению $R_{к(p)}$, которое должно быть рассчитано в процессе калибровки отсчетной шкалы потенциометра

$$I_{раб(p)} = \frac{1,0186}{R_{к(p)}}. \quad (33)$$

Из формул (30—33) получим условие калибровки

$$\frac{1,0186 R_{отсч(p)}}{R_{к(p)}} = \frac{4K}{R_0} P_0. \quad (34)$$

Шкала отсчетного потенциометра калибруется таким образом, что выходное сопротивление $R_{отсч}$, равное 100 ом, градуировано в значении мощности $P_0 = 1$ мвт. Тогда из выражения (34) получим формулу для расчета значения $R_{к(p)}$,

$$R_{к(p)} = 25465 \frac{R_0}{K}. \quad (35)$$

Подставив в эту формулу значение K , вычисленное по формуле (28), рассчитывают $R_{к(p)}$ для заданного рабочего сопротивления терморезистора R_0 .

Установив $R_{к(p)}$ по шкале калибровочного сопротивления, регулировкой сопротивления R_4 достигают компенсации, при которой выпол-

няется условие (33) (четвертая операция калибровки). Переключатель Π_2 в положении 1. При этом в цепи отсчетного потенциометра течет ток $I_{\text{раб}}(p)$, а шкала потенциометра R_7 градуирована в единицах мощности.

В процессе эксплуатации прибора значение $R_{\kappa}(p)$ для ряда рабочих сопротивлений R_6 заносится в таблицу и при подготовке прибора к работе для измерения поглощенной мощности выполняется только четвертая операция.

Первые три операции производятся периодически для того, чтобы убедиться в постоянстве значения коэффициента K .

Измерение поглощенной мощности

Для измерения мощности, поглощенной в терморезисторе, т. д. э. с. U_{31} , пропорциональная мощности постоянного тока P_1 при отсутствии мощности с. в. ч. $U_{31} = \alpha P_1$ «запоминается» вспомогательным потенциометром (первая операция измерения). Переключатель Π_3 при этом в положении 4.

При поданной на вход преобразователя с. в. ч. измеряемой мощности $P_{\text{с. в. ч}}$ разность напряжений (U_{31} — на зажимах «запоминающего» потенциометра и $U_{32} = \alpha P_2$ — на выходе термопреобразователей) измеряется отсчетным потенциометром (вторая операция измерения)

$$U_{31} - U_{32} = \alpha(P_1 - P_2) = \alpha P_{\text{с. в. ч.}}, \quad (36)$$

где P_2 — мощность постоянного тока, рассеиваемая в терморезисторе в присутствии мощности с. в. ч.

Переключатель Π_3 при этой операции в положении 5.

Измерение проходящей мощности

Для измерения проходящей мощности шкала отсчетного потенциометра предварительно калибруется в единицах этой мощности.

При такой калибровке в формулу (35) вводится коэффициент деления мощности A направленным ответвителем

$$R_{\kappa \text{ прох}} = 25465A \frac{R_6}{K}, \quad (37)$$

где

$$A = \frac{P_{\text{пад}}}{P'_{\text{с. в. ч}}} = \frac{P_{\text{отр}}}{P_{\text{с. в. ч.}}} \quad (38)$$

($P_{\text{пад}}$ и $P_{\text{отр}}$ — падающая и отраженная мощности с. в. ч. в основной линии направленного ответвителя);

$P'_{\text{с. в. ч}}$ и $P_{\text{с. в. ч.}}$ — соответствующие мощности, поглощенные преобразователем в боковом плече направленного ответвителя.

При подготовке прибора для измерения проходящей мощности по нормальному элементу и сопротивлению $R_{\kappa \text{ прох}}$ регулировкой сопротивления R_4 устанавливают рабочий ток отсчетного потенциометра $I_{\text{раб}}(\text{прох})$. Переключатель Π_3 в положении 1.

После этого измерение проходящей мощности сводится к двум операциям.

Мощность на входе преобразователя $P'_{\text{с. в. ч}}$ во вторичной линии направленного ответвителя связана с мощностью отраженной волны в первичной линии соотношением:

$$P'_{с.в.ч} = \frac{P_{отр}}{A}. \quad (39)$$

Т. э. д. с. U_{31} , пропорциональная мощности постоянного тока P' , рассеиваемой при этом в терморезисторе, «запоминается» вспомогательным потенциометром (первая операция). Переключатель Π_3 при этом должен быть в положении 4.

$$U_{31} = \alpha P' = \alpha (P_0 - P'_{с.в.ч}) = \alpha \left(P_0 - \frac{P_{отр}}{A} \right). \quad (40)$$

При ответвлении на вход преобразователя (во вторичной линии направленного ответвителя) мощности $P'_{с.в.ч}$, пропорциональной мощности падающей волны (в первичной линии направленного ответвителя)

$$P'_{с.в.ч} = \frac{P_{нах}}{A}, \quad (41)$$

соответствующая т. э. д. с. равна

$$U_{32} = \alpha \left(P_0 - \frac{P_{нах}}{A} \right). \quad (42)$$

Разность напряжений (U_{31} — на зажимах «запоминающего» потенциометра и U_{32} — на выходе терморезистора) измеряется отсчетным потенциометром (вторая операция измерения).

Отсчет по шкале потенциометра соответствует значению проходящей мощности в *мвт* (коэффициент $\frac{\alpha}{A}$ учтен при калибровке шкалы)

$$U_{31} - U_{32} = \frac{\alpha}{A} (P_{нах} - P_{отр}) = \frac{\alpha}{A} P_{прох}. \quad (43)$$

Погрешность прибора

Погрешность прибора при измерении поглощенной и проходящей мощностей определяется рядом источников.

1. Статическая ошибка схемы автоматического регулирования тока питания моста.

2. Нелостоянство коэффициента преобразования блока термопреобразователей.

3. Нестабильность тока питания «запоминающего» и отсчетного потенциометров.

4. Неточность уравнивания компенсационной схемы.

5. Погрешности: а) отсчетного потенциометра; б) сопротивлений моста; в) сопротивления R_0 ; г) установления рабочего тока отсчетного потенциометра.

Общая погрешность измерения мощности, вносимая прибором, в зависимости от уровня измеряемой мощности на входе приемного преобразователя с. в. ч. (P в милливаттах) приведена в таблице:

Измеряемая мощность на входе преобразователя, <i>мвт</i>	0,050	0,100	0,500	1,000	10,000
Предельная погрешность, %	0,45	0,30	0,18	0,16	0,15

В соответствии с данными таблицы получена эмпирическая формула общей погрешности прибора при измерении мощности, поглощенной приемным преобразователем с. в. ч.

$$\delta_u = \pm \left(0,15 + \frac{15}{P} \right) \%, \quad (44)$$

где P — уровень измеряемой мощности в *мквт*.

При измерении отношения мощностей (поглощенных, проходящих и отношения отраженной и падающей мощностей) несколько уменьшаются погрешности из-за статической ошибки схемы автоматического регулирования тока питания моста, исключаются погрешности, вносимые сопротивлениями моста, сопротивлением R_0 и при установлении рабочего тока отсчетного потенциометра.

Общая погрешность, вносимая прибором при измерении отношения мощностей N , определяется эмпирической формулой

$$\delta_N = \pm \left(0,10 + \frac{20}{P_{\min}} \right) \%, \quad (45)$$

где P_{\min} — меньший из двух уровней мощности с. в. ч. в микроваттах, определяющих измеряемое отношение мощностей.

МЕТОДИКА ПОВЕРКИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ДО 2000 МГц

Для измерения импульсной мощности в диапазоне частот от 30 до 2000 МГц промышленностью разработаны приборы типов МЗ-3, МЗ-3А, МЗ-5, МЗ-5А, МЗ-7 и МЗ-9 [1, 2].

Принцип действия этих приборов заключается в измерении электронным вольтметром импульсного напряжения на выходе делителя напряжения, сформированного с помощью поглощающего сопротивления, являющегося оконечной нагрузкой для источника измеряемой мощности.

В приборе типа МЗ-7 (рис. 1), в отличие от вышеуказанных, использован емкостной делитель напряжения (рис. 2).

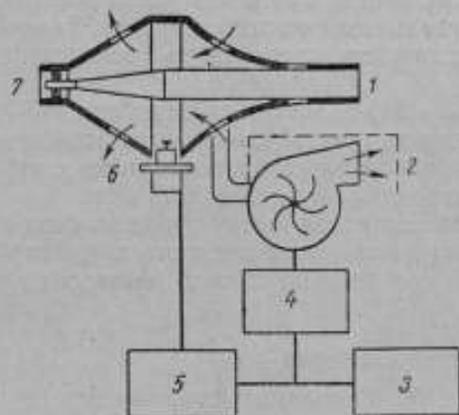


Рис. 1. Блок-схема прибора МЗ-7:

1 — нагрузочное сопротивление; 2 — вентилятор;
3 — блок питания; 4 — мотор вентилятора; 5 — электронная схема автокомпенсационного вольтметра;
6 — диод 6Д8Д диода; 7 — вход в. ч.

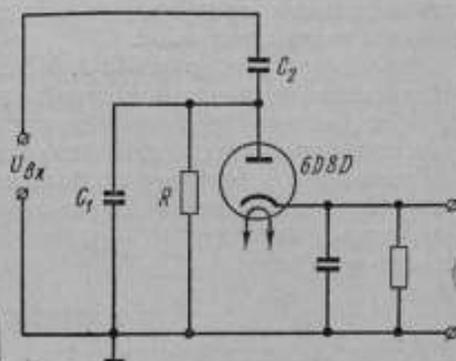


Рис. 2. Принципиальная схема емкостного делителя напряжения.

Коэффициент деления K определяют из отношения

$$K = \frac{C_1}{C_2},$$

где C_1 , C_2 — емкость анода измерительного диода на корпусе и емкость связи.

Измерители мощности типа МЗ-3, МЗ-3А, МЗ-5 и МЗ-5А поверяют поэлементно согласно методическим указаниям № 267 [3, 4].

В настоящей статье описывается разработанная методика и аппаратура для поверки измерителя большой импульсной мощности типа МЗ-7. Прибор МЗ-7 при выпуске из производства градуируют следующим образом:

- 1) измеряют входное сопротивление прибора R на постоянном токе;
- 2) градуируют электронный вольтметр на переменном или постоянном токе;
- 3) определяют коэффициент деления делителя напряжения на частоте 30 МГц;
- 4) определяют частотный ход измерителя мощности на малом уровне. Измеряемую мощность P рассчитывают по формуле

$$P = P_{30}n,$$

где P_{30} — показание измерителя мощности;

n — поправочный множитель, учитывающий частотную зависимость электронного вольтметра, нагрузочного сопротивления и емкостного делителя напряжения.

Согласно градуировке, P_{30} соответствует действительному значению мощности, поглощенной прибором на частоте 30 МГц:

$$P_{30} = \frac{K^2 U^2}{2R}, \quad (1)$$

где U — амплитудное напряжение на аноде диода, соответствующее показанию прибора на частоте 30 МГц.

В приборе используется диод типа 6Д8Д. Предельную погрешность измерителя мощности определяют, суммируя частные погрешности, возникающие в процессе поэлементной градуировки. Согласно технической документации, предельная погрешность равна $\pm 20\%$ без учета погрешности, обусловленной рассогласованием высокочастотного тракта. Заводской методикой градуировки не учитывается погрешность вследствие инерционности электронов.

Аналогично приборам МЗ-3, МЗ-3А и МЗ-5, МЗ-5А для прибора МЗ-7 предлагается метод поэлементной поверки, так как для комплектной поверки на рабочем уровне мощности потребовались бы генераторы с импульсной мощностью до сотен киловатт при частотах до 2000 МГц.

Громоздкость генераторов большой мощности и отсутствие их серийного производства не позволяет в настоящее время внедрить комплектную поверку измерителей большой и средней импульсной мощности на реальных уровнях.

Метод поэлементной поверки

Для поэлементной поверки прибора МЗ-7 созданы установки для:

- 1) определения коэффициента деления на частоте 30 МГц;
- 2) поверки вольтметра на постоянном токе;
- 3) определения коэффициентов частотных поправок к показанию прибора;
- 4) определения погрешности вследствие инерционности электронов в диоде;
- 5) определения погрешности, обусловленной скважностью радиоимпульсов.

Определение коэффициента деления

Блок-схема установки для определения коэффициента деления приведена на рис. 3.

В качестве образцового прибора в установке используются измерительный приемник ИП-2 [5]. Измерения проводятся при работе генерато-

ра в режиме непрерывных колебаний. Для индикации напряжения выпрямленного диодом исследуемого измерителя мощности применяли милливольтметр постоянного тока типа В2-11, подключенный к диоду согласно рис. 4.

Коэффициент деления определяют следующим образом.

Диодную головку 11 (рис. 3) с рабочим диодом поверяемого измерителя мощности и индикаторное устройство 12 (рис. 4) подключают к выходу емкостного делителя. На индикаторном устройстве тумблером 9 закорачивают сопротивление 11 (рис. 4).

При выведенной мощности генератора регулировкой сопротивлений 8 и 7 (рис. 4) индикаторного устройства устанавливают показание стрелочного прибора милливольтметра на нулевую отметку шкалы. На входе нагрузочного сопротивления к тройнику 7 (рис. 3) подключают вспомогательную диодную головку 8 с диодом типа 6Д8Д, накал которого питается от источника 9. С помощью переключателя 4 от генератора с вы-

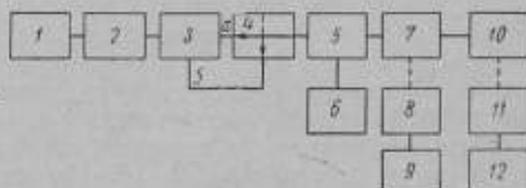


Рис. 3. Блок-схема установки для определения коэффициента деления:

1 — генератор на 30 МГц; 2 — фильтр на 30 МГц; 3, 5 — предельные ослабители типа Д4-3; 4 — коаксиальный переключатель; 6 — измерительный приемник типа ИП-2; 7 — коаксиальный тройник; 8 — вспомогательная диодная головка с диодом 6Д8Д; 9 — источник напряжения 6 в; 10 — нагрузочное сопротивление поверяемого прибора; 11 — диодная головка с рабочим диодом поверяемого измерителя мощности; 12 — индикаторное устройство к диоду.

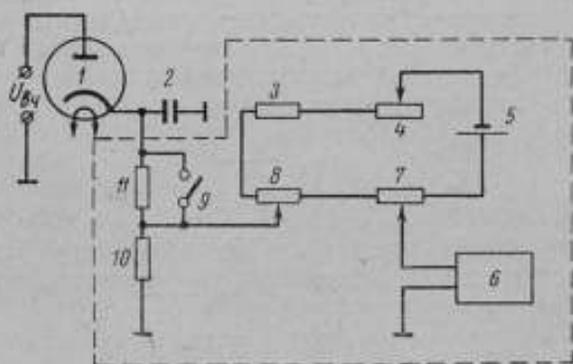


Рис. 4. Схема блока индикаторного устройства к диоду:

1 — рабочий диод типа 6Д8Д поверяемого измерителя мощности; 2 — конструктивная емкость диодной головки; 3 — резистор 10^3 Ом; 4 — резистор 10^3 Ом; 5 — батарея 1,5 в; 6 — милливольтметр постоянного тока В2-11; 7 — резистор 10^3 Ом; 8 — резистор 680 Ом; 9 — тумблер ТП-2; 10 — резистор 10^2 Ом; 11 — резистор 10^3 Ом.

хода *a* ослабителя 3 подают такой уровень мощности, чтобы получить на милливольтметре отклонение φ порядка 20—30 мВ. Одновременно на приемнике 6 фиксируют показания стрелочного индикатора и значение ослабления N_1 образцового ослабителя промежуточной частоты, введенного приблизительно до 55 дБ. Затем при выведенной мощности генератора вспомогательную диодную головку переносят на выход емкостного

делителя, а рабочую — *II* подключают к тройнику *7*. Для восстановления сопротивления нагрузки и первоначального рабочего тока диода на индикаторном устройстве диодной головки (рис. 4) тумблером *9* вводят добавочное сопротивление *II* (вместо сопротивления утечки диода *R* рис. 2).

После того, как стрелочный указатель милливольтметра установится на нулевой отметке, подают мощность с выхода *б* через предельный волновод ослабителя *3* (рис. 3) и, регулируя его связь, устанавливают показание милливольтметра на прежнее деление ϕ . Частоту генератора контролируют по первоначальной настройке приемника. Регулируя плавный ослабитель приемника до прежнего показания его стрелочного индикатора, отмечают ослабление N_2 . Коэффициент деления определяют по формуле

$$K = \text{antilog}(N_1 - N_2). \quad (2)$$

Средняя квадратическая погрешность ряда измерений составляет $\sigma_K = \pm 3\%$. Погрешность измерений, в основном, зависит от нестабильности тока диода при переключении диодной головки со входа нагрузочного сопротивления на выход емкостного делителя.

Положим, что закон распределения погрешностей подчиняется нормальному, тогда предельная погрешность коэффициента деления при пятикратном повторении и доверительной вероятности 0,9973 будет

$$\delta_K = \frac{3\sigma_K}{\sqrt{n}} = \pm 4\%.$$

Проверка электронного вольтметра

Поскольку частотная погрешность электронного вольтметра на 30 МГц мала, то проверять его можно на постоянном токе.

Согласно выражению (1) рассчитывают амплитудные напряжения на аноде диода, соответствующие отметкам шкал электронного вольтметра по формуле

$$U = \frac{\sqrt{2RP_{30}}}{K}. \quad (3)$$

Градуировку шкалы проверяют по вольтметру класса 0,2. При использовании образцового вольтметра в отметках середины шкалы погрешность проверки не превышает

$$\delta_u = 2\delta U \approx \pm 1\%.$$

Если принять нормальный закон распределения погрешности в пределах допуска, то среднее квадратическое значение ее будет

$$\sigma_u = \pm 0,3\%.$$

Определение частотных поправок к показанию измерителя мощности

Частотные поправки определяют на уровне мощности порядка 0,5 Вт по блок-схеме рис. 5.

В качестве чувствительного индикатора *13* используют милливольтметр В2-11, включаемый по схеме рис. 4. От выхода емкостного делителя отключают диодную головку электронного вольтметра, встроенного в

измеритель мощности, и подключают вспомогательную диодную головку с рабочим диодом. Для определения частотных поправок измеряют действительное значение мощности, поглощенной прибором на различных частотах при одном и том же показании милливольтметра В2-11. В процессе измерений к выходу измерительного тракта с помощью переключателя 15 поочередно подключают поверяемый 14 или образцовый измеритель мощности 16. С помощью направленного ответвителя 9 с детекторной головкой 11 в боковом плече поддерживают постоянство значения падающей мощности в тракте передатчика и определяют отраженную при подключении каждого измерителя мощности.

Действительное значение мощности P_f , поглощенной прибором на любой частоте, рассчитывают по формуле [4]:

$$P_f = P_0 \frac{1 - \alpha'_0 / \alpha_n}{1 - \alpha''_0 / \alpha_n}, \quad (4)$$

где P_0 — мощность, измеренная образцовым прибором;

α_n — показание микроамперметра в цепи квадратичного детектора в боковом плече направленного ответвителя, пропорциональное мощности падающей волны;

α'_0, α''_0 — показания микроамперметра, пропорциональные мощности отраженной волны при подключении соответственно поверяемого и образцового измерителей мощности.

Множитель частотной поправки определяют отношением

$$n = \frac{P_f}{P_{30}}, \quad (5)$$

где P_{30} — действительное значение мощности, поглощенной поверяемым прибором при частоте 30 МГц.

Вследствие большого коэффициента деления в приборе МЗ-7 (порядка 150) и небольшой мощности измерительных генераторов приращение напряжения на нагрузке диода при определении частотных поправок составляет около 15 мВ при напряжении, создаваемом начальным током диода порядка 600 мВ. Индикация столь малых уровней, естественно, сопровождается большими погрешностями вследствие случайных флуктуаций напряжения накала и температурного дрейфа диодной головки. Наибольшее влияние на точность при определении частотных поправок оказывают случайные погрешности измерения. Источниками случайных погрешностей являются: невоспроизводимость контактов высокочастотных переключателей, неточность отсчета по микроамперметру в цепи

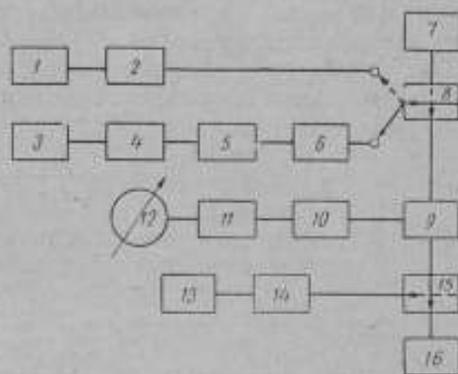


Рис. 5. Блок-схема для определения частотных поправок к показанию измерителя мощности:

1 — генератор типа ГЗ-19; 2 — фильтр нижних частот на 30 МГц; 3 — генераторы типа Г4-5, Г3-8; 4 — линия переменной длины П из ЗИПа Р2-1; 5 — фильтры резонансные на диапазоне частот 150–2000 МГц; 6 — трансформатор полных сопротивлений типа Э1-1; 7 — источник постоянного тока, замещающего мощность высокой частоты в калориметрической камере; 8, 15 — коаксиальные переключатели; 9 — направленный ответвитель на диапазон частот 150–2000 МГц (тип Р2-1 и Р2-2); 10 — ослабитель; 11 — коаксиальная детекторная головка; 12 — милливольтметр Ф116/1; 13 — индикаторное устройство и диод; 14 — нагрузочное сопротивление поверяемого измерителя мощности; 16 — образцовый калориметрический измеритель мощности ВНИИМ.

кристаллического детектора при индикации постоянства значения падающей мощности, нестабильность частоты генератора, неточность измерения мощности постоянного тока, замещающей мощность высокой частоты в калориметрической камере [6] и другие.

Средняя квадратическая погрешность измерения множителей частотных поправок равна $\sigma_n = \sigma_p \sqrt{2} = 2,8\%$, где σ_p — экспериментально определенная средняя квадратическая погрешность ряда измерений поглощенной прибором мощности.

При нормальном законе распределения и доверительной вероятности 0,9973 предельная погрешность множителей частотных поправок при пятикратном повторении ($n=5$) равна:

$$\delta_n = \frac{3\sigma_n}{\sqrt{n}} = \pm 4\%.$$

Следует отметить определенную закономерность хода кривых (рис. 6) для диодов с различными межэлектродными расстояниями.

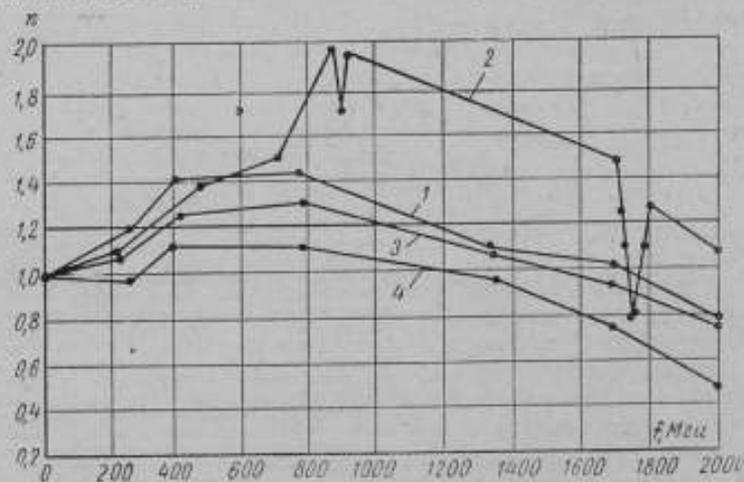


Рис. 6. Графики частотных поправок к показанию измерителя мощности.

Кривые 1—4 — для диодов с различными межэлектродными расстояниями.

На высоких частотах при повторении измерений через небольшие интервалы частот обнаружилась довольно резкая частотная зависимость показаний прибора, около 950 и 1750 МГц. На кривой 1 и 2 (рис. 7) приведена зависимость поглощенной прибором мощности с диодами № 2 и № 4 на участках, где наблюдались явления, имеющие резонансный характер.

Эти явления свойственны измерителю мощности, а не поверочной установке, так как результаты определения частотных поправок измерителя мощности МЗ-9 на той же установке и в тех же частотных интервалах свидетельствуют о полном отсутствии частотной зависимости (рис. 7, кривая 3). Резонансные явления в показаниях прибора МЗ-7 — его существенный недостаток.

Определение погрешности, обусловленной скважностью импульсов

Погрешность, обусловленную скважностью импульсов Q , экспериментально проверяют сличением показаний вольтметра измерителя мощно-

сти с образцовым импульсным вольтметром ОКВ-5 [5]. Диодные головки обоих вольтметров подключают к коаксиальному тракту в одном сечении. Измерения проводят на радиопульсах, форму огибающей которых, близкую к прямоугольной, контролируют по осциллографу. В про-

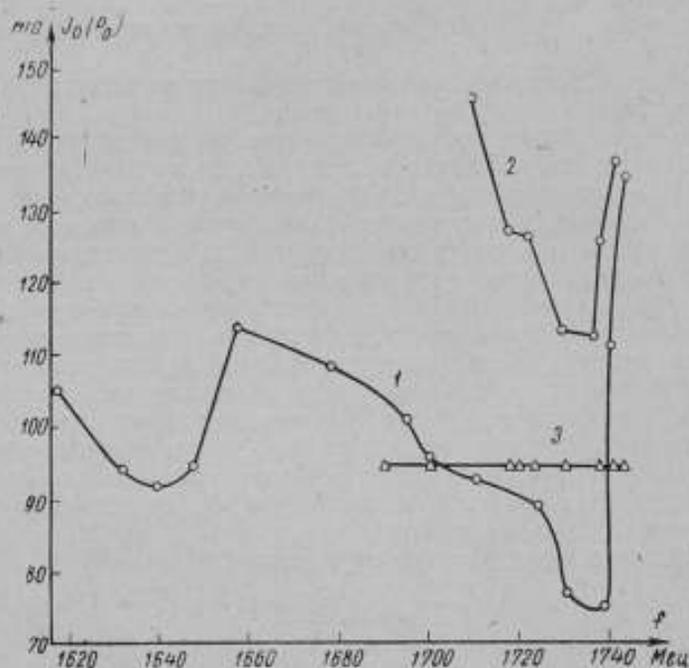


Рис. 7. Зависимость поглощенной прибором мощности от частоты:

1 и 2 — в приборе МЗ-7 с диодами № 2 и 4; 3 — в приборе МЗ-9 с диодом № 21.

цессе измерений поддерживают постоянными показания испытуемого вольтметра. Действительное значение напряжения измеряют образцовым вольтметром ОКВ-5. При измерениях на импульсах с длительностью 2,5 и 10 мксек и частотах повторения от 100 до 5000 гц погрешность испытуемого прибора не выше допускаемого значения $\pm 3\%$. Предельная погрешность измерения образцовым вольтметром не превышает $\delta_Q = \pm 1\%$.

При нормальном законе распределения погрешностей в пределах допуска и доверительной вероятности 0,9973 средняя квадратическая погрешность измерения будет $\sigma_Q = \pm 0,3\%$.

Определение к. с. в. н. прибора

На входе измерителей мощности при высоких частотах к. с. в. н. определяют с помощью измерительных линий Р1-5 и Р1-6. Погрешность измерения к. с. в. н. не учитывается в суммарной погрешности поверки прибора, так как погрешность, обусловленная рассогласованием тракта при измерении мощности прибором не входит в его основную погрешность.

**Определение погрешности вследствие инерционности
электронов диодного вольтметра,
встроенного в измеритель мощности**

Основная погрешность в измерителе мощности обусловлена следующими факторами:

- 1) частотной зависимостью коэффициента деления емкостного делителя напряжения;
- 2) резонансными явлениями во входной цепи вольтметра;
- 3) инерционностью электронов в диоде.

Первые две составляющие погрешности, не зависящие от уровня измеряемой мощности, учитываются множителем n при определении коэффициентов частотных поправок. Погрешность вследствие инерционности электронов зависит от частоты колебаний, межэлектродного расстояния в диоде и величины измеряемой мощности. При определении коэффициентов частотных поправок на уровне мощности порядка 1 вт напряжение на аноде диода мало ($\approx 0,05 \text{ в}$) и в показании вольтметра на высоких частотах возникает значительная погрешность вследствие инерционности электронов, которая входит в поправочный множитель n со значением, не соответствующим этой погрешности при реальных условиях работы прибора, когда напряжение на аноде диода значительно больше ($10 + 100 \text{ в}$). Для исключения погрешности вследствие инерционности электронов к показанию измерителя мощности предложено вводить дополнительный множитель m , учитывающий изменение этой погрешности от режима градуировки до реальной работы.

Множитель m определяют из выражения*

$$m = \frac{P_x^* P_x'}{P_{пр}^* P_{пр}'}, \quad (6)$$

где P_x^* — действительное значение мощности, соответствующее показанию прибора $P_{пр}^*$ при измерении реальных уровней мощности;

P_x' — действительное значение мощности, соответствующее показанию прибора $P_{пр}'$ при определении коэффициентов частотных поправок.

Так как погрешность вследствие инерционности электронов на низких частотах мала [7], то m можно определить из соотношения:

$$m = \frac{(P_x^* P_x')_f}{(P_x^* P_x')_{30}}, \quad (7)$$

где числитель с индексом f является отношением действительных значений мощностей (напряжений) на частоте f , а знаменатель — отношением мощностей при $f=30 \text{ МГц}$.

Множитель m экспериментально определяли в режиме непрерывных колебаний генератора на установке, блок-схема которой приведена на рис. 8.

Вследствие изменения конструкции соединительного элемента ослабителя 6 элемент связи предельного волновода, соединенного со входом измерительного приемника 7 , и исследуемый диод 10 подключают к измерительному тракту в одном сечении, где создается пучность напряжения с помощью линии переменной длины 8 и короткозамыкателя 9 . Напряжение от генератора подают в тракт через фильтр для исключе-

* См. стр. 64.

ния ошибки в измерениях при несинусоидальной форме кривой сигнала [8].

При измерении малого напряжения, соответствующего показанию прибора $P_{пр}^*$, к диоду подключают вспомогательную нагрузку 10^7 ом и чувствительное индикаторное устройство 12, состоящее из схемы компенсации начального тока диода и милливольтметра В2-11 (рис. 4). Для измерения большого напряжения, соответствующего отсчету $P_{пр}^*$, диодную головку переключают в схему вольтметра измерителя мощности 11 (рис. 3).

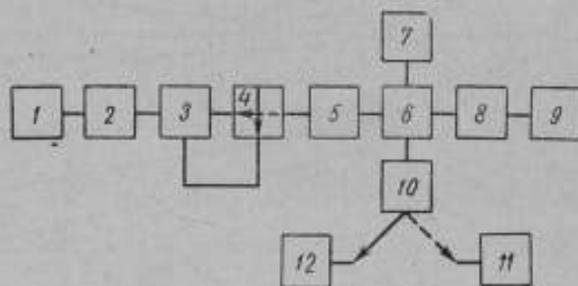


Рис. 8. Блок-схема установки для определения погрешности вследствие инерционности электронов:

1 — генератор типа Г3-19, Г4-5, Г3-21, Г3-5; 2 — резонансные фильтры на диапазоне частот от 30—2000 МГц; 3, 6 — предельные ослабители типа Д4-3; 4 — коаксиальный переключатель; 5 — трансформатор полных сопротивлений типа Э1-1; 7 — измерительный приемник; 8 — линия переменной длины; 9 — короткозамыкатель; 10 — диодная головка с исследуемым диодом; 11 — электронный вольтметр исследуемого измерителя мощности; 12 — блок чувствительного индикаторного устройства к диоду.

С помощью приемника 7 измеряют действительное отношение напряжений (мощностей) P_2^*/P_1^* в децибелах $(N_2 - N_1)$, соответствующее определенному отношению показаний прибора $P_{пр}^*/P_{пр}^*$. Измерения проводят во всем рабочем диапазоне частот от 30 до 2000 МГц при постоянных показаниях $P_{пр}^*$ и $P_{пр}^*$. При измерении на частоте 30 МГц окончную линию переменной длины 8 с короткозамыкателем 9 отключают. Вместо трансформатора полных сопротивлений 5 включают 75-омный кабель.

Множитель m в соответствии с формулой (7) определяют из выражения

$$m = \text{antilog}(\Delta N), \quad (8)$$

где $\Delta N = (N_2 - N_1)_f - (N_2 - N_1)_{30}$,

$(N_2 - N_1)_f$ и $(N_2 - N_1)_{30}$ — отношения напряжений (мощностей) в децибелах, измеренные соответственно на высокой частоте f рабочего диапазона и на нижней частоте 30 МГц при постоянном отношении показаний измерителя мощности.

В диапазонах частот 30—1000 МГц и 1000—2000 МГц для измерения были использованы соответственно приемники ИП-2 и П5-4.

Предельный ослабитель в тракте промежуточной частоты приемника П5-4 градуируют на частоте 1000 МГц по измерительному приемнику ИП-2.

Результаты измерений множителя m для диодов с межэлектродными расстояниями 75 и 55 мкм представлены графически на рис. 9.

Из графиков следует, что поправочный множитель к показанию прибора m , учитывающий погрешность вследствие инерционности электронов, монотонно уменьшается в диапазоне частот до 1000 МГц (при частотах от 1000 до 2000 МГц изменяется меньше *).

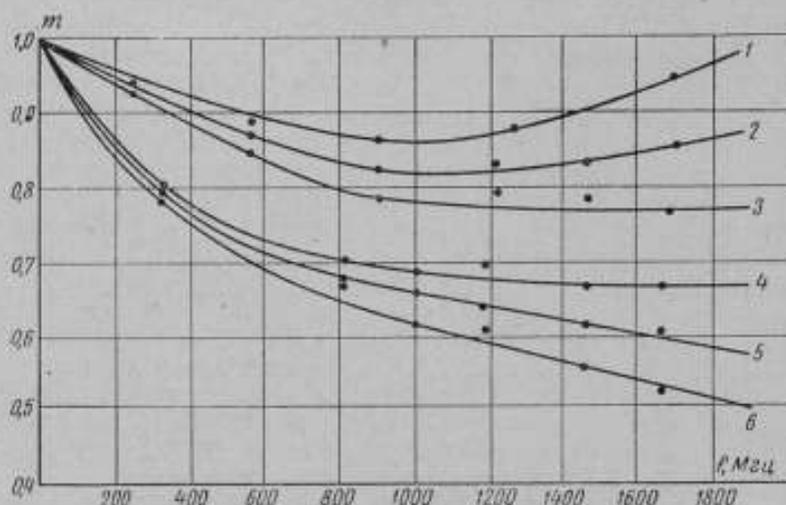


Рис. 9. Зависимость множителя m от частоты.

Кривые 1-3, измеренные значения мощности 20, 200 и 1500 кВт для диода с межэлектродным расстоянием в горячем состоянии 55 мкм, 4-6 те же значения, но для диода с межэлектродным расстоянием 75 мкм.

Множитель m измеряли для уровней мощности 20, 200 и 1500 кВт или для напряжений соответственно 9,5; 30 и 80 в. Интерполируя полученные экспериментальные зависимости, определяют m и для других уровней.

Средняя квадратическая погрешность измерения m не превышает $\sigma_m = \pm 2,8 \approx \pm 3\%$. При доверительной вероятности 0,9973 предельная погрешность множителя m в диапазоне частот до 2000 МГц не превышает $\delta_m = 3\sigma_m = \pm 8\%$.

Таким образом, если не учитывать m , то погрешность вследствие инерционности электронов в приборе МЗ-7 при большом межэлектродном расстоянии в диоде 6Д8Д может достигать 50% и более.

При выпуске прибора из производства эта погрешность в технической документации не учитывалась.

Определение суммарной погрешности поэлементной поверки

Каждая из рассмотренных выше составляющих погрешностей поверки по отдельным параметрам является случайной и зависит от многих факторов.

Суммарная средняя квадратическая погрешность поэлементной поверки прибора при частотах до 2000 МГц равна:

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_n^2 + \sigma_n^2 + \sigma_Q^2 + \sigma_m^2} = \pm 5\%.$$

Для повышения точности поверки при измерении некоторых параметров рекомендовалось пятикратное повторение измерений.

* См. стр. 67.

Поэтому средняя квадратическая погрешность результатов измерений при поверке будет:

$$S_z = \sqrt{\frac{\sigma_k^2}{n} + \sigma_a^2 + \frac{\sigma_n^2}{n} + \sigma_Q^2 + \frac{\sigma_m^2}{n}} = 2,7\%.$$

При нескольких независимых слагаемых закон распределения суммарной погрешности близок к нормальному. Поэтому предельная погрешность не превышает

$$\delta_z = 3S_z = 8\%,$$

что вполне обеспечивает надежность поверки измерителя большой импульсной мощности МЗ-7.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радионизмерительные приборы. Каталог-проспект. М., НИИТЭИР, 1966.
2. Шкурин Г. П. Справочник по электронизмерительным и радионизмерительным приборам. М., Оборонгиз, 1960.
3. «Методические указания № 267 по поверке измерителей мощности типов МЗ-3 и МЗ-5». М., Издательство стандартов, 1965.
4. Стрелкова Е. И. Поверка измерителей импульсной мощности. Новые научно-исследовательские работы по метрологии. Информационный сборник № 6. М., Издательство стандартов, 1964.
5. «Научно-исследовательские работы в области метрологии». «Труды институтов Госкомитета», вып. 76 (136), М., Издательство стандартов, М., 1965.
6. Григорьев А. В., Залуцкая Т. Л., Печерей Л. Е., Смирнов А. И. Погрешность коаксиального калориметрического измерителя мощности из-за неэквивалентности тепловых потерь. «Труды институтов Комитета», вып. 53 (113), М., Стандартгиз, 1961.
7. Федоров А. М., Рабинович Б. Е. Экспериментальное определение частотных погрешностей диодных вольтметров в диапазоне частот до 1000 МГц. «Труды институтов Комитета», вып. 65 (125), М., 1962.
8. Федоров А. М. Влияние формы кривой измеряемого напряжения на показания диодных пиковых вольтметров. М., «Измерительная техника», 1958, № 6.

Поступила в редакцию
10/IV 1967 г.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ВСЛЕДСТВИЕ ИНЕРЦИОННОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ ДИОДНОГО ВОЛЬТМЕТРА, ВСТРОЕННОГО В ИЗМЕРИТЕЛЬ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ ТИПА МЗ-9

В основу измерителя импульсной мощности типа МЗ-9 [1] положено измерение пиковым вольтметром напряжения на известном сопротивлении, служащем нагрузкой для исследуемого источника. Сопротивление нагрузки, поглощающее подводимую к прибору мощность, имеет на $1/6$ части своей длины отвод, к которому подключают диодную головку автокомпенсационного импульсного вольтметра с диодом 6Д13Д. Между контактным пояском отвода нагрузочного сопротивления и анодом диода включено антирезонансное сопротивление 25 ом. Рабочее напряжение на аноде диода изменяется от 1 до 100 в, что соответствует измеряемой импульсной мощности порядка от 1 до 5000 вт.

Шкалы электронного вольтметра градуируют на переменном токе. Частотная зависимость поглощающего сопротивления и электронного вольтметра (вследствие резонансных явлений во входной цепи вольтметра и инерционности электронов) учитывается поправочным множителем n к показанию прибора.

Погрешность вольтметра вследствие инерционности электронов зависит от частоты колебаний, межэлектродного расстояния в диоде и измеряемого напряжения на аноде диода [2]. Поскольку множитель n определяют на уровне мощности порядка 0,8 вт, то погрешность в этом случае войдет в n со значением, не соответствующим этой погрешности при реальных условиях работы прибора, когда напряжение на аноде значительно больше.

Это изменение инерционной погрешности ранее не исследовалось и в технической документации измерителя мощности не учитывалось.

В настоящей статье приведены результаты экспериментального определения погрешности вследствие инерционности электронов от режима градуировки до условий реальной работы.

При определении частотных поправок действительное значение мощности P_A , поглощенной в приборе, представлено в виде

$$P_A = P'_{пр} \frac{(1 + \theta_{ок})^2}{(1 + \theta_{ор})^2 (1 + \theta'_{ок})^2} = P'_{пр} n, \quad (1)$$

где $P'_{пр}$ — показание прибора при определении частотных поправок;
 $\theta_{ок}$ — частотная погрешность коэффициента деления нагрузочного сопротивления;
 $\theta_{ор}$ — резонансная погрешность электронного вольтметра;

$\theta_{он}^*$ — погрешность вследствие инерционности электронов диодного вольтметра.

Погрешности $\theta_{ок}$, $\theta_{ор}$ и $\theta_{он}$ — систематические и на малом уровне мощности учитываются множителем n .

Мощность P_a^* , соответствующую показанию прибора $P_{пр}^*$ при измерении реальных уровней мощности, определяют из выражения

$$P_a^* = P_{пр}^* \frac{(1 + \theta_{ок})^2}{(1 + \theta_{ор})^2 (1 + \theta_{он}^*)^2}, \quad (2)$$

где $\theta_{он}^*$ — погрешность вследствие инерционности электронов, зависящая от величины напряжения на аноде диода.

Преобразовав выражение (2) и приняв

$$m = \frac{1 + \theta_{он}^*}{1 + \theta_{он}}, \quad (3)$$

получим

$$P_a^* = P_{пр}^* n m. \quad (4)$$

Таким образом, для определения поглощенной в приборе мощности P_a^* при реальных уровнях измеряемых мощностей, необходимо отсчет по прибору $P_{пр}^*$ умножить на два поправочных множителя n и m . Множитель n зависит только от частоты и определяется экспериментально на малом уровне мощности. Множитель m , учитывающий погрешность вследствие инерционности электронов, зависит от частоты и величины измеряемой мощности для определенного экземпляра диода.

Из выражений (1) и (2) определим множитель m :

$$m = \frac{P_{пр}^* P_{пр}^*}{P_a^* P_a^*}. \quad (5)$$

На низких частотах погрешность вследствие инерционности электронов в диодных вольтметрах мала [2] и отношение показаний прибора при этих частотах равно действительному отношению мощностей, поглощенных в приборе, или квадрату отношения напряжений на входе электронного вольтметра

$$\left(\frac{P_{пр}^*}{P_{пр}^*} \right)_{н.ч} = \left(\frac{P_a^*}{P_a^*} \right)_{н.ч}. \quad (6)$$

Таким образом на низкой частоте $m = 1$, а на любой высокой частоте

$$m = \frac{(P_a^* P_a^*)_{н.ч}}{(P_a^* P_a^*)_{н.ч}}. \quad (7)$$

Действительное значение отношения напряжений (мощностей) определяли экспериментально на установке, блок-схема которой представлена на рис. 1.

В установке подключают исследуемый диод в измерительной головке 8 и элемент связи предельного ослабителя 7, соединенного с входом измерительного приемника 12, в одном сечении рабочего тракта. Для этого в осла-

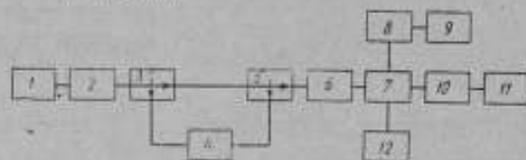


Рис. 1. Блок-схема установки для измерения отношений напряжений:

1 — генераторы на диапазон частот 150—3000 МГц; 2 — фильтры резонансные на диапазон частот 150—3000 МГц; 3, 5 — коаксиальные переключатели; 4 — переменный поглощающий ослабитель; 5 — трансформатор полных сопротивлений; 7 — предельный ослабитель; 8 — измерительная головка измерителя мощности МЗ-В; 9 — измеритель мощности МЗ-В; 10 — линия переменной длины; 11 — короткозамыкатель; 12 — измерительный приемник.

бителе 7 снимают подключаемый к предельному волноводу соединительный элемент и вместо него подключают другой, специально изготовленный и имеющий аналогично первому вход и выход. В боковой стенке соединительного элемента симметрично диску связи предельного ослабителя смонтировано гнездо для подключения исследуемой диодной головки.

Линия переменной длины 10 и короткозамыкатель 11 служат для смещения пучности напряжения в сечении присоединения диода. Трансформатор полных сопротивлений 6 используют для согласования тракта, чтобы получить большее напряжение на исследуемом диоде.

Методика определения множителя m сводится к следующему.

От генератора 1, через фильтр 2, переключатель 3, переменный поглощающий ослабитель 4, переключатель 5 и трансформатор полных сопротивлений 6 на вход электронного вольтметра, встроенного в измеритель мощности МЗ-9, с подключенным к аноду диода антирезонансным сопротивлением, подают напряжение $U_x (P_x)$, соответствующее его показанию при снятии графика частотных поправок, т. е. при определении множителя n .

Это же напряжение подают через предельный ослабитель на вход измерительного супергетеродинного приемника 12. Фиксируют показание выходного измерительного прибора приемника и значение ослабления N_1 дБ в тракте промежуточной частоты. Затем вводят добавочное ослабление в тракт промежуточной частоты. Переключателями 3 и 5 из тракта выключают ослабитель 4 и от генератора подают большее измеряемое напряжение $U_x (P_x)$, т. е. рабочее напряжение на входе вольтметра измерителя мощности, соответствующее его показанию $P_{пр}$. При этом частоту генератора регулируют так, чтобы воспроизвести первоначальную настройку приемника. Затем, регулируя ослабитель в тракте промежуточной частоты (до значения N_2 дБ), устанавливают прежние показания выходного измерительного прибора приемника.

Таким образом, с помощью приемника измеряют отношение мощностей $N_2 - N_1$ дБ при определенном отношении показаний измерителя мощности

$$P_{пр} / P_x.$$

Множитель m в соответствии с формулой (7) определяют из выражения

$$m = \text{antilog}(\Delta N), \quad (10)$$

где

$$\Delta N = (N_2 - N_1)_{н.ч} - (N_2 - N_1)_{л.ч} \text{ (дБ)},$$

$(N_2 - N_1)_{н.ч}$ и $(N_2 - N_1)_{л.ч}$ — отношение мощностей, измеренное соответственно на нижней и на любой другой высокой частоте рабочего диапазона при постоянном отношении показаний измерителя мощности.

Множитель m определяют в режиме непрерывных колебаний генератора во всем рабочем диапазоне частот прибора от 150 до 3000 МГц с приемниками ИП-2 [3], П5-4 и П5-5, диапазоны частот которых 150—1000; 1000—2000 и 2000—3000 МГц соответственно.

Чтобы исключить влияние гармонических составляющих в напряжении генератора, применяли резонансные фильтры [4, 5].

Результаты измерений множителя m для диодов с различными межэлектродными расстояниями при включенном последовательно с анодом диода антирезонансном сопротивлении приведены на рис. 2 а, б. Поправочный множитель m , учитывающий влияние инерционности электронов

в диоде на показания измерителя мощности при различных измеряемых уровнях до 1500—2000 МГц, уменьшается пропорционально частоте. На частотах выше 2000—2400 МГц множитель m уменьшается медленно, а затем увеличивается с ростом частоты.

Погрешность измерения отношения мощностей, в основном, определяется погрешностями применяемого измерительного приемника, лампового вольтметра измерителя мощности и другими случайными погрешностями, возникающими в процессе измерений вследствие нестабильности уровня мощности, частоты и др.

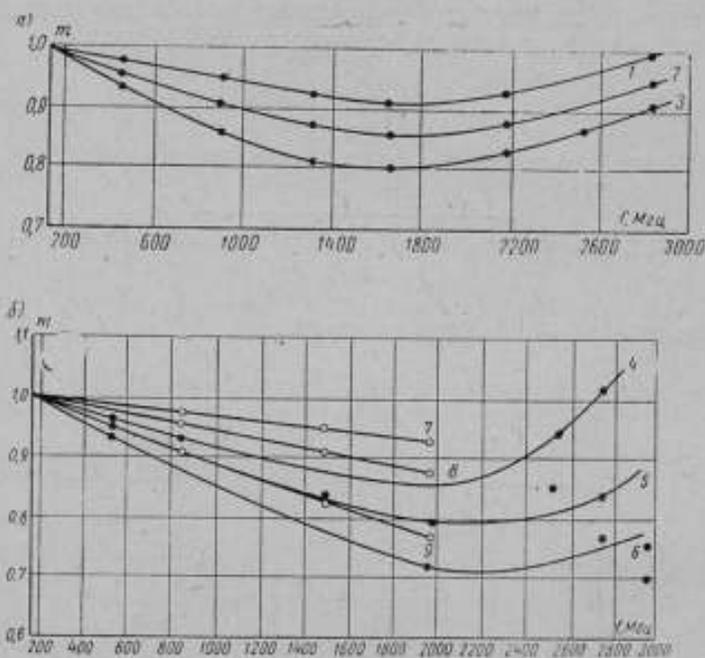


Рис. 2 Зависимость множителя m от частоты диодов № 1 (а), № 2 и № 3 (б) в горячем состоянии с различным межэлектродным расстоянием: 34, 40 и 30 мкм соответственно.

Для каждого из диодов уровень мощности $P=15; 50; 150$ ат, что обозначено соответствующими кривыми: 1—3 для № 1; 4—6 для № 2; 7—9 для № 3.

При частотах до 1000 МГц использовали приемник типа ИП-2, систематическая погрешность которого при измерении ослабления порядка $15 + 25$ дБ мала.

Средняя квадратическая погрешность измерения отношения мощностей для прибора МЗ-9 с использованием приемника ИП-2 составляет $\sigma_1 = \pm 1\%$.

Таким образом, предельная погрешность измерения отношения мощностей при частотах до 1000 МГц при нормальном законе распределения и доверительной вероятности 0,9973 равна

$$\delta_{P_1} = \pm 3\sigma_1 = \pm 3\%.$$

Для определения множителя m измеряют отношения мощностей на низкой и высокой частотах, в результате чего погрешность при частотах до 1000 МГц не превышает

$$\delta_{m_1} = \delta_{P_1} \sqrt{2} = \pm 4\%.$$

В диапазоне частот 1000—2000 МГц применяли приемник типа П5-4, предельный ослабитель в тракте промежуточной частоты которого градуирован по измерительному приемнику ИП-2. Средняя квадратическая погрешность градуировки ослабителя $\sigma_2 = \pm 1,5\%$.

При измерении отношения мощностей для прибора МЗ-9 с приемниками П5-4 и П5-5 средняя квадратическая погрешность составляла $\sigma_3 = \pm 2\%$.

Предположим, что закон распределения погрешностей при градуировке ослабителя и измерении отношения мощностей нормален. Тогда предельная погрешность градуировки ослабителя при пятикратном повторении и доверительной вероятности 0,9973 будет

$$\delta_{np} = \frac{3\sigma_2}{\sqrt{n}} = \pm 2\%$$

и предельная погрешность множителя m в диапазоне частот 1000—2000 МГц будет

$$\delta_{m_2} = \sqrt{(3\sigma_1)^2 + \left(\frac{3\sigma_2}{\sqrt{n}}\right)^2 + (3\sigma_3)^2} = \pm 7\%,$$

а в диапазоне 2000—3000 МГц не превысит

$$\delta_{m_1} = \pm 9\%.$$

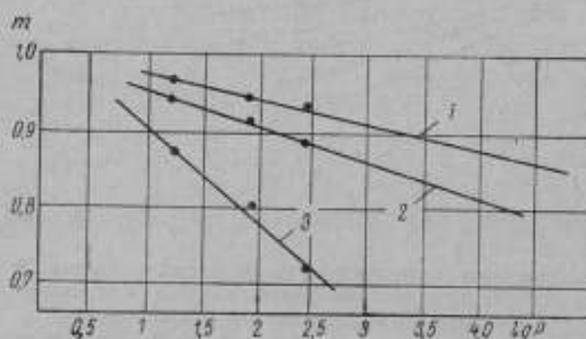


Рис. 3. Зависимость множителя m от уровня измеряемой мощности:
 1 — $f_{об} = 20,8$ МГц мм; 2 — $f_{об} = 32,9$ МГц мм;
 3 — $f_{об} = 79,2$ МГц мм.

Согласно исследованиям диодов других типов [2] погрешность вследствие инерционности электронов обратно пропорциональна логарифму измеряемого напряжения на аноде диода. Это также подтверждается и результатами, полученными с диодом 6Д13Д в приборе МЗ-9. Для различных значений обобщенной частоты $f_{об} = \text{МГц мм}$ изображены графически на рис. 3 зависимости множителя m от уровня измеряемой мощности, взятой в логарифмическом масштабе. Экстраполируя полученные зависимости в сторону больших и меньших уровней мощности, можно определить значения множителей m и при других уровнях мощности.

На рис. 4 представлена зависимость множителя m от обобщенной частоты для различных уровней мощности. Кривые 1—3 проведены через экспериментальные точки, а прямые 4—6 — получены экстраполяцией.

Таким образом при частоте, не превышающей $f_{90} = 80 \text{ Мгц мм}$, наблюдается близкая к линейной зависимости m от частоты и измеряемой мощности.

В этих пределах можно пользоваться поправочными множителями m для диодов с различными известными межэлектродными расстояниями при любых рабочих уровнях измеряемой мощности.

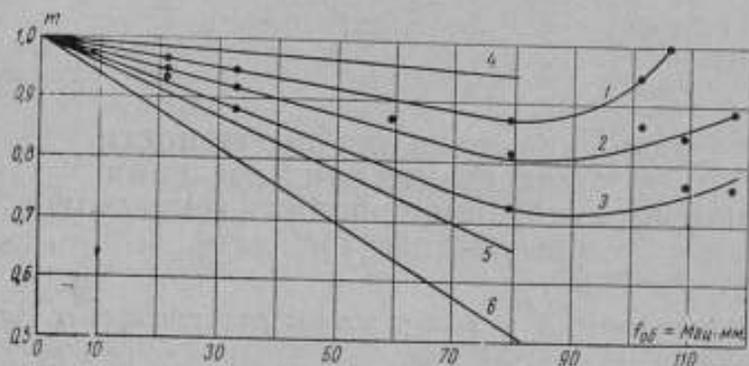


Рис. 4. Зависимость множителя m от обобщенной частоты:
 1 — $P_{об} = 15 \text{ вт}$; 2 — $P_{об} = 30 \text{ вт}$; 3 — $P_{об} = 150 \text{ вт}$; 4 — $P_{об} = 5 \text{ вт}$; 5 — $P_{об} = 500 \text{ вт}$;
 6 — $P_{об} = 5000 \text{ вт}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радионизмерительные приборы, каталог-проспект НИИТЭИР, 1964.
2. Федоров А. М., Рабинович Б. Е. Экспериментальное определение частотных погрешностей диодных вольтметров в диапазоне частот до 1000 Мгц. «Труды институтов Комитета», вып. 65 (125), М., Стандартгиз, 1962.
3. Рабинович Б. Е. Точные измерения мощности. «Труды институтов Госкомитета», вып. 76 (136), Издательство стандартов, 1965.
4. Рабинович Б. Е. Влияние формы кривой напряжения на показание лампового вольтметра. «Измерительная техника», 1956, № 4.
5. Федоров А. М. Влияние формы кривой напряжения на показания диодных пиковых вольтметров. «Измерительная техника», 1958, № 6.

Поступила в редакцию
 10/IV 1967 г.

СПОСОБ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ РАССОГЛАСОВАНИЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ОПОРНОГО ЗНАЧЕНИЯ МОЩНОСТИ ГЕНЕРАТОРОВ СТАНДАРТНЫХ СИГНАЛОВ

Значение мощности P на выходе генераторов стандартных сигналов (ГСС) нормируется с определенной погрешностью на согласованной нагрузке, равной волновому сопротивлению Z_0 , т. е.

$$P = \frac{|E_n|^2}{Z_0}, \quad (1)$$

где E_n — напряжение падающей волны от генератора на согласованной нагрузке Z_0 .

При измерении опорного значения мощности на выходе ГСС с помощью термисторного измерителя поглощенная в нем мощность P_T определяется выражением:

$$P_T = \frac{|E_n|^2 (1 - |\Gamma_T|^2)}{Z_0 |1 - \Gamma_T \Gamma_G|^2}, \quad (2)$$

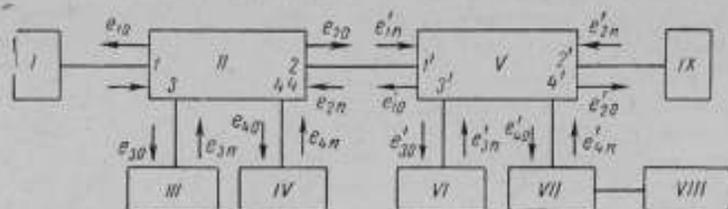
где Γ_T — коэффициент отражения термисторного измерителя мощности;
 Γ_G — коэффициент отражения ГСС.

Погрешность измерения мощности, обусловленная рассогласованием, определяется по формуле

$$\delta_p = \frac{P_T}{P} - 1 = (-|\Gamma_T|^2 \pm 2|\Gamma_T \Gamma_G|). \quad (3)$$

Используемые в промышленности ГСС и термисторные измерители мощности имеют допускаемые значения коэффициентов отражения

$$|\Gamma_G| 0,2 \text{ и } |\Gamma_T| 0,23.$$



Блок-схема включения ответвителей:

I, III — оконечные согласованные нагрузки; II, V — направленные ответвители с переходными ослаблениями ≈ 10 дБ и ≈ 20 дБ соответственно; IV — поверяемый ГСС; VI — термисторный измеритель мощности; VII — развязывающий ослабитель; VIII — вспомогательный генератор сигнала; IX — детекторная головка.

В этом случае погрешность рассогласования находится в пределах $(+4 \div -14,5) \%$.

Для уменьшения погрешности рассогласования следовало бы уменьшать коэффициент отражения термисторных головок.

Однако это трудно обеспечить в широком диапазоне частот. Ниже рассматривается устройство с двумя последовательно включенными направленными ответвителями (см. рисунок), позволяющее уменьшать погрешность рассогласования при измерении опорного значения выходной мощности ГСС. Переходные ослабления ответвителей II и V (см. рисунок) выбираются порядка 10 и 20 дБ соответственно. Для уменьшения частотной зависимости переходного ослабления между основными и боковыми линиями в ответвителях осуществляется многоэлементная связь.

В первом ответвителе (II), основная линия, к которой подключается поверяемый ГСС, выполняется с к. с. в. н. $r_3 = r_4 = 1,05$.

В этом случае ГСС практически работает на согласованную нагрузку и ответвитель выполняет роль развязывающего ослабителя с малым к. с. в. н. на входе. Применение ответвителя вместо ослабителя позволяет градуировать устройство не только измерителем проходящей мощности, но и измерителем поглощенной мощности.

Второй направленный ответвитель (V) служит для подачи в тракт сигнала от вспомогательного генератора VIII и измерения его мощности. С помощью направленных ответвителей обеспечивается развязка между генераторами и ослабляется влияние выходного сопротивления поверяемого ГСС на точность измерения.

При измерении опорного значения мощности ГСС на детекторной головке, включенной на выходе второго ответвителя, поддерживается равенство напряжений (мощностей) $P_1 = P_2$, получаемых соответственно от поверяемого ГСС IV и от вспомогательного генератора VIII при поочередном их включении

$$P_1 = P_x \cdot K_1; \quad P_2 = P_r \cdot K_2 \quad (4)$$

или

$$P_x = P_r \cdot \frac{K_2}{K_1},$$

где P_x — измеряемая мощность поверяемого ГСС;

P_r — показание измерителя средней мощности;

K_1, K_2 — коэффициенты передач; K_1 — между входным 4-ым фланцем 1-го ответвителя и выходным 2' фланцем 2-го ответвителя;

K_2 — между 3' и 2' фланцами 2-го ответвителя.

Таким образом, для определения P_x необходимо знать отношение коэффициентов передачи мощности $\frac{K_2}{K_1}$, которое определяется градуировкой.

Определение мощности на детекторе от поверяемого ГСС

Первоначально рассмотрим первый направленный ответвитель и найдем напряжение на его выходе в зависимости от входного напряжения.

Направленный ответвитель представляет собой восьмиполосник, напряжения падающих и отраженных волн, на зажимах которого определяются следующей системой уравнений [1]:

$$\left. \begin{aligned} e_{10} &= e_{1n}S_{11} + e_{2n}S_{21} + e_{3n}S_{31} + e_{4n}S_{41} \\ e_{20} &= e_{1n}S_{12} + e_{2n}S_{22} + e_{3n}S_{32} + e_{4n}S_{42} \\ e_{30} &= e_{1n}S_{13} + e_{2n}S_{23} + e_{3n}S_{33} + e_{4n}S_{43} \\ e_{40} &= e_{1n}S_{14} + e_{2n}S_{24} + e_{3n}S_{34} + e_{4n}S_{44} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где e_{1n} и e_{10} — напряжения падающих и отраженных волн (см. рисунок);

S_{ii} — коэффициенты отражения i -плеча;

S_{ik} — коэффициенты передачи напряжения из i -го в k -ое плечо;

e_{4n} — напряжение установившейся падающей волны от поверяемого ГСС на входе 4-го плеча направленного ответвителя

$$e_{4n} = E_n (1 + \Gamma'_{\text{вх}} \Gamma'_r), \quad (6)$$

где $\Gamma'_{\text{вх}}$ — коэффициент отражения на входе 4-го плеча, когда в других плечах включены рабочие нагрузочные сопротивления;

Γ'_r — коэффициент отражения поверяемого ГСС.

Падающие волны в остальных плечах определяются рассогласованием подключенных нагрузочных сопротивлений:

$$e_{10} = e_{10} \Gamma_0; \quad e_{20} = e_{20} \Gamma'_1; \quad e_{30} = e_{30} \Gamma_3; \quad (7)$$

где Γ_0 и Γ_3 — коэффициенты отражения согласованных оконечных сопротивлений, подключенных к 1 и 3 плечам ответвителя;

Γ'_1 — коэффициент отражения на входе 1'-го плеча второго ответвителя, нагруженного на реальные рабочие сопротивления.

Учитывая выражение (6), получим:

$$P_x = \frac{|E_n|^2}{Z_0} = \frac{|e_{4n}|^2}{Z_0 |1 + \Gamma'_{\text{вх}} \Gamma'_1|^2}. \quad (8)$$

Принимая во внимание формулы (7), получим систему, из которой определим напряжение на выходе первого ответвителя e_{20} в зависимости от напряжения установившейся падающей волны e_{4n} от поверяемого ГСС

$$\left. \begin{aligned} e_{10} (1 - S_{11} \Gamma_0) - e_{20} \Gamma'_1 S_{21} - e_{30} \Gamma_3 S_{31} + 0 &= e_{4n} \cdot S_{41} \\ - e_{10} \Gamma_0 S_{12} + e_{20} (1 - \Gamma'_1 S_{22}) - e_{30} \Gamma_3 S_{32} + 0 &= e_{4n} \cdot S_{42} \\ - e_{10} \Gamma_0 S_{13} - e_{20} \Gamma'_1 S_{23} + e_{30} (1 - \Gamma_3 S_{33}) &= e_{4n} \cdot S_{43} \\ - e_{10} \Gamma_0 S_{14} - e_{20} \Gamma'_1 S_{24} - e_{30} \Gamma_3 S_{34} + e_{40} \cdot 1 &= e_{4n} \cdot S_{44} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$e_{20} = \frac{D_2}{D}, \quad (10)$$

где D , D_2 — определители системы уравнений (9), причем D_2 обозначает, что второй столбец заменен членами правой части уравнений.

Развернув определители и пренебрегая малыми членами, получим напряжение падающей волны на выходе первого направленного ответвителя e_{20} , являющееся одновременно напряжением падающей волны e'_{1n} на входе второго ответвителя.

$$e_{20} = e'_{1n} = e_{4n} S_{42} (1 + \Gamma'_1 S_{22}) (1 + \Gamma'_1 \Gamma_0 S_{12}^2) \left[1 + \frac{S_{41}}{S_{42}} \Gamma_0 S_{12} + \frac{S_{43}}{S_{42}} \Gamma_3 (S_{32} + S_{31} \Gamma_0 S_{12}) \right]. \quad (11)$$

Для определения напряжения на детекторе от ГСС следует рассмотреть второй ответвитель и определить напряжение на его выходе e'_{20} в зависимости от напряжения падающей волны на выходе 1' плеча e'_{1n} .

Соотношения между падающими и отраженными волнами для ответ-

вителя, определяемые подключенными нагрузочными сопротивлениями, имеют вид:

$$e'_{20} = e'_{20} \cdot \Gamma_2; \quad e'_{30} = e'_{30} \cdot \Gamma_3; \quad e'_{40} = e'_{40} \cdot \Gamma_4, \quad (12)$$

где Γ_2 и Γ_3 — коэффициенты отражения детекторной головки и термисторной камеры;

Γ_4 — коэффициент отражения развязывающего ослабителя VII на выходе генератора сигнала.

(Коэффициенты матрицы второго ответвителя, падающие и отраженные волны на его зажимах обозначим со штрихами).

Из решения системы уравнений для второго ответвителя, аналогичной системе (5) с учетом соотношений (12), определим напряжение на его выходе:

$$e'_{20} \cong e'_{10} \cdot S_{12} (1 + \Gamma_1 S'_{22}), \quad (13)$$

Подставляя в формулу (13) вместо e'_{10} выражение (11), получим напряжение на детекторе от поверяемого ГСС

$$E_1 = e'_{20} = e_{40} S_{42} (1 + \Gamma_1' S_{22}) (1 + \Gamma_1 \Gamma_0 S_{12}^2) \left[1 + \frac{S_{11} \Gamma_0 S_{12}}{S_{12}} + \frac{S_{13} \Gamma_3}{S_{12}} (S_{32} + S_{31} \Gamma_0 S_{12}) \right] \times S'_{12} (1 + \Gamma_1 S'_{22}). \quad (14)$$

Полагаем, что первый ответвитель симметричен, т. е.

$$S_{31} = S_{42} \\ \frac{S_{41}}{S_{42}} = \frac{S_{32}}{S_{31}} = A,$$

где A — направленность ответвителя; $S_{12} \cong S'_{12} \cong 1$.

Тогда мощность сигнала от поверяемого ГСС на детекторе будет:

$$P_1 = \frac{|E_1|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)}{Z_0} = \frac{e_{40}^2 (1 - |\Gamma_2|^2)}{Z_0} \cdot |S_{42}|^2 (1 + \Gamma_1' S_{22}) (1 + \Gamma_1 \Gamma_0) (1 + A \Gamma_0) \times \\ \times (1 + A \Gamma_3) (1 + \Gamma_3 \Gamma_0) (1 + \Gamma_1 S'_{22})^2. \quad (15)$$

Определение мощности на детекторе от вспомогательного генератора

Чтобы определить напряжение на детекторе от вспомогательного генератора следует вновь воспользоваться аналогичной системой уравнений (5) для второго ответвителя и провести решение, подобное решению для первого ответвителя. Прделав необходимые преобразования, найдем напряжения на детекторе e_{20} и на выходе β' -го плеча e'_{30} , к которому подключен термисторный измеритель мощности, в зависимости от напряжения падающей волны e'_{40} от вспомогательного генератора:

$$e'_{20} = E_2 = e'_{40} \cdot S'_{42} (1 + \Gamma_1 S'_{22}) (1 + \Gamma_1 \Gamma_2 S'_{12}) \left[1 + \frac{S'_{41} \Gamma_2 S'_{12}}{S'_{42}} + \frac{S'_{43} \Gamma_3}{S'_{42}} (S'_{32} + S'_{31} \Gamma_2 S'_{12}) \right]; \quad (16)$$

где Γ_2 — коэффициент отражения плеча 2 первого ответвителя.

$$e'_{30} = e'_{40} (1 + \Gamma_1 S'_{33}) (1 + S'_{41} \Gamma_2 S'_{12}) (1 + S'_{42} \Gamma_1 S'_{23}). \quad (17)$$

$$\text{Положим } S_{43}' \cong S_{12}' = 1; \quad S_{31}' = S_{42}'; \quad \frac{S_{41}'}{S_{42}'} = \frac{S_{32}'}{S_{31}'} = A',$$

где A' — направленность второго ответвителя.

Тогда мощность сигнала от вспомогательного генератора на детекторе будет:

$$P_2 = \frac{|E_2|^2 (1 - |\Gamma_A|^2)}{Z_0} = \frac{|e_{4n}'|^2}{Z_0} |S_{42}'|^2 |1 - |\Gamma_A|^2| (1 + \Gamma_A S_{22}') (1 + \Gamma_A \Gamma_A) (1 + A' \Gamma_A) (1 + A' \Gamma_A) (1 + \Gamma_A \Gamma_A)^2. \quad (18)$$

Выразим P_2 через мощность P_T , поглощенную в терминаторном измерителе

$$P_T = \frac{|e_{30}'|^2 (1 - |\Gamma_T|^2)}{Z_0}. \quad (19)$$

Подставляя сюда e'_{30} , определяемое выражением (17), получим:

$$P_T = \frac{|e_{4n}'|^2 (1 - |\Gamma_T|^2)}{Z_0} |1 + \Gamma_T S_{33}'| (1 + S_{41}' \Gamma_A S_{13}') (1 + S_{42}' \Gamma_A S_{23}')|^2. \quad (20)$$

Определив $\frac{|e_{4n}'|^2}{Z_0}$ и подставив в формулу (18), получим

$$P_2 = \frac{P_T |S_{42}'|^2 (1 - |\Gamma_A|^2) |1 + \Gamma_A S_{22}'| (1 + \Gamma_A \Gamma_A) (1 + A' \Gamma_A \Gamma_A) (1 + A' \Gamma_A) (1 + \Gamma_A \Gamma_A)^2}{(1 - |\Gamma_T|^2) |1 + \Gamma_T S_{33}'| (1 + S_{41}' \Gamma_A S_{13}') (1 + S_{42}' \Gamma_A S_{23}')|^2}. \quad (21)$$

В процессе измерений при поочередной подаче сигналов от ГГС/и от вспомогательного генератора мощности на детекторе уравниваются, т. е.

$$P_1 = P_2. \quad (22)$$

Поэтому приравняв выражения (15) и (21) и принимая во внимание формулу (8), найдем выражение измеряемой мощности

$$P_x = \frac{P_T |S_{42}'|^2 |1 + \Gamma_A \Gamma_A| (1 + A' \Gamma_A) (1 + A' \Gamma_T) (1 + \Gamma_T \Gamma_A)^2}{(1 - |\Gamma_T|^2) |S_{42}'|^2 |1 + \Gamma_A S_{33}'|^2 (1 + \Gamma_{bx}' \Gamma_T') (1 + \Gamma_T' S_{22}') (1 + \Gamma_T \Gamma_A) (1 + \Gamma_A \Gamma_A) (1 + A' \Gamma_A) (1 + \Gamma_T \Gamma_A)^2}. \quad (23)$$

Таким образом, измеряемая мощность опорного уровня генератора стандартных сигналов, подводимая ко входу первого ответвителя, определяется мощностью, поглощенной в образцовом измерителе мощности P_T , отношением коэффициентов связи направленных ответвителей $\frac{S_{42}'}{S_{41}'}$ и взаимными отражениями конечных сопротивлений, подключенных к направленным ответвителям.

Найдем погрешность рассогласования δ_p , обусловленную изменением конечных сопротивлений тракта от условий градуировки до реальных условий работы

$$\delta_p = \frac{\left(\frac{P_x}{P_T}\right)_{\text{раб}} - \left(\frac{P_x}{P_T}\right)_{\text{гр}}}{\left(\frac{P_x}{P_T}\right)_{\text{гр}}} = \frac{\left(\frac{P_x}{P_T}\right)_{\text{раб}}}{\left(\frac{P_x}{P_T}\right)_{\text{гр}}} - 1, \quad (24)$$

где $\left(\frac{P_x}{P_r}\right)_{\text{раб}}$ — отношение мощностей в рабочих условиях;
 $\left(\frac{P_x}{P_r}\right)_{\text{гр}}$ — действительное отношение мощностей в условиях градуировки;
 P_0 — известная мощность падающей волны на 75-омной нагрузке.

Из выражения (23) определяем:

$$\left(\frac{P_x}{P_r}\right)_{\text{раб}} = \frac{|S'_{42}|^2 (1 + \Gamma_2 \Gamma_2) (1 + A' \Gamma_2) (1 + A' \Gamma_r) (1 + \Gamma_r \Gamma_2)^2}{|S_{42}|^2 (1 - |\Gamma_r|^2) (1 + \Gamma_r S_{33})^2 (1 + \Gamma_r' S_{22}) (1 + \Gamma_1 \Gamma_0) (1 + \Gamma_1 \Gamma_0) (1 + A \Gamma_0) (1 + A \Gamma_3) (1 + \Gamma_3 \Gamma_0)^2} \quad (25)$$

Найдем выражение действительного отношения мощностей $\left(\frac{P_0}{P_r}\right)_{\text{гр}}$, определяемое при градуировке.

Для градуировки может быть использован измеритель проходящей мощности, подключаемый к 4-му плечу первого ответвителя. В дециметровом диапазоне волн может быть использован, например, образцовый измеритель проходящей мощности типа УПИМ-4 [2]. Таким образом на вход градуируемого устройства подается известное значение мощности падающей волны $P_{0 \text{ пах}} = P_0$

$$P_{0 \text{ пах}} = \frac{P_{0 \text{ прох}}}{(1 - |\Gamma_{\text{вх}}'|^2)} \quad (26)$$

где $P_{0 \text{ прох}}$ — измеренное значение проходящей мощности.

Измерения производятся в непрерывном режиме при поочередной подаче сигналов в ответвители. Уровни сигналов регулируются так, чтобы отклонение индикатора на выходе детектора оставалось неизменным. Каждому известному значению мощности на входе первого ответвителя $P_{\text{паз}}^0$ соответствует определенное показание термисторного измерителя мощности в 3'-плече второго ответвителя.

Действительное отношение мощностей, полученное при градуировке, определяется выражением:

$$\left(\frac{P_0}{P_r}\right)_{\text{гр}} = \frac{|S'_{42}|^2 (1 + \Gamma_2 \Gamma_2^0) (1 + A' \Gamma_2^0) (1 + A' \Gamma_r) (1 + \Gamma_r \Gamma_2^0)^2}{|S_{42}|^2 (1 - |\Gamma_r|^2) (1 + \Gamma_r S_{33})^2 (1 + \Gamma_r' S_{22}) (1 + \Gamma_1 \Gamma_0) (1 + A \Gamma_0) (1 + A \Gamma_3) (1 + \Gamma_3 \Gamma_0)^2} \quad (27)$$

где Γ_2^0 — коэффициент отражения на выходе 2-го плеча первого ответвителя, когда ко входу 4-го плеча подключается измеритель мощности.

Подставляя в формулу (24) отношение мощностей (25) и (27), получим выражение для погрешности рассогласования:

$$\delta_p = 2 |(\Gamma_2 - \Gamma_2^0) (\Gamma_2 + \Gamma_r + A') - 2 \Gamma_{\text{вх}}' \Gamma_r'|, \quad (28)$$

где $\Gamma_2 - \Gamma_2^0$ — изменение коэффициента отражения первого ответвителя на зажимах 2 от условий градуировки устройства до реальных условий работы при проверке ГСС.

Выражение Γ_2 можно найти из системы уравнений (5) для первого ответвителя $\Gamma_2 = \frac{e_{20}}{e_{21}}$.

В условиях проверки:

$$\Gamma_2 = S_{22} + S_{12}^2 \Gamma_0 (1 + \Gamma_0 S_{11}) + S_{24}^2 \Gamma_1 (1 + \Gamma_r' S_{44} + \Gamma_2 \Gamma_r' S_{34}^2) + S_{23}^2 \Gamma_3 (1 + \Gamma_3 S_{33} + \Gamma_2 \Gamma_r' S_{33}^2). \quad (29)$$

При градуировке:

$$\Gamma_2^0 = S_{22} + S_{12}^2 \Gamma_0 (1 + \Gamma_0 S_{11}) + S_{24}^2 \Gamma_r (1 + \Gamma_r S_{44} + \Gamma_3 \Gamma_r S_{34}^2) + S_{23}^2 \Gamma_3 (1 + \Gamma_3 S_{33} + \Gamma_3 \Gamma_r S_{34}^2), \quad (30)$$

где Γ_r^* — коэффициент отражения развязывающего ослабителя на выходе вспомогательного генератора.

Полагая направленность ответвителей порядка 30 дБ ($A=A'=0,03$), переходное ослабление первого ответвителя — 10 дБ ($S_{24}=0,3$), $S_{33}=S_{44} \approx 0,025$ и $\Gamma_3 \approx 0,025$ и пренебрегая малыми членами, получим

$$\Gamma_2 - \Gamma_2^0 = S_{24}^2 (\Gamma_r' - \Gamma_r^*). \quad (31)$$

Подставляя формулу (31) в (28), получим окончательное выражение погрешности рассогласования:

$$\delta_p = 2|S_{24}^2 (\Gamma_r' \Gamma_r^*) (\Gamma_1 + \Gamma_3 + A') - \Gamma_{\text{вх}} \Gamma_r'|. \quad (32)$$

Определим погрешность рассогласования для следующих практических значений модулей коэффициентов отражения:

$$\begin{aligned} |\Gamma_{\text{вх}}| &= 0,025 & |\Gamma_1| &= 0,23 \\ |\Gamma_r'| &= 0,2 & |\Gamma_3| &= 0,07^* \\ |\Gamma_r^*| &= 0,15 & |A'| &= 0,03. \end{aligned}$$

Закон распределения погрешностей в пределах допуска каждого слабаемого в выражении (32) полагаем равновероятным [3]. Тогда суммарная средняя квадратическая погрешность рассогласования будет равна

$$\sigma_{p \Sigma} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{\Sigma \delta_i^2} = 0,9\%.$$

Предельная суммарная погрешность рассогласования:

$$\delta_p = \sigma_{p \Sigma} \sqrt{3} = 1,5\%.$$

При отсутствии измерителя проходящей мощности устройство может быть проградуировано с помощью измерителя поглощенной мощности (оконечного типа), включенного в плечо 3 первого ответвителя вместо согласованной нагрузки. В плечо 4 включается вспомогательный генератор сигнала. Измерения производятся таким же образом, как с измерителем проходящей мощности.

Аналогично выражению (20) мощность, поглощенная в измерителе оконечного типа P_{03} , будет:

$$P_{03} = \frac{|I_{\text{ант}}|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma_{03}|^2) |1 + \Gamma_{03} S_{33}|^2, \quad (33)$$

где Γ_{03} — коэффициент отражения измерителя мощности оконечного типа.

Из последнего выражения определим $\frac{e_{\text{ант}}}{Z_0}$ и подставим в уравнение (15). Из равенства уравнений (15) и (21) определяем действительное отношение мощностей при градуировке

$$\left(\frac{P_{03}}{P_r} \right)_{\text{гр}} = \frac{|S_{42}'|^2 (1 - \Gamma_{03}^2) |1 + \Gamma_3 \Gamma_3^2| (1 + A' \Gamma_3^2) (1 + A' \Gamma_r^2) (1 + \Gamma_r \Gamma_3^2) (1 + \Gamma_{03} S_{33}')^2}{|S_{42}|^2 (1 - |\Gamma_r|^2) |(1 + \Gamma_r S_{33}') (1 + \Gamma_r^2 S_{22}) (1 + \Gamma_1 \Gamma_0) (1 + A \Gamma_0) (1 + A \Gamma_{03}) (1 + \Gamma_0 \Gamma_{03})|^2}. \quad (34)$$

* Применяется специальная детекторная головка, в которой детектор включен на выходе делителя, образованного поглощающим сопротивлением оконечной согласованной нагрузки.

Согласно уравнению (31) погрешность рассогласования в этом случае будет:

$$\delta_p = 2|S_{21}^2 (\Gamma_r' - \Gamma_r'') (\Gamma_A + \Gamma_r + A') + \Gamma_{\text{вх}}' \Gamma_r'' + \Gamma_{03} (A + \Gamma_0) - \Gamma_{03} S_{33}|. \quad (35)$$

Для приведенных выше значений коэффициентов отражения и $\Gamma_{03} = 0,1$

$$\sigma_{p\text{н}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{\Sigma \delta r^2} = 1\%; \quad \delta_p = \sigma_{p\text{н}} \cdot \sqrt{3} = 1,7\%.$$

При тех же значениях коэффициентов отражения и направленности ответвителей

$$20 \text{ дБ} (|A'| = |A| = 0,1) \quad \delta_p = 2,7\%.$$

Таким образом предлагаемое устройство из двух последовательно включенных направленных ответвителей позволяет существенно уменьшить погрешность рассогласования при измерении опорного значения выходной мощности генераторов стандартного сигнала.

Следует отметить, что при использовании однотипных направленных ответвителей отношение коэффициентов передачи (см. формулу 25) сохранится неизменным в рабочем диапазоне частот ответвителей.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Л. Фельдштейн, Л. Р. Явич. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на с. в. ч. М., Изд-во «Связь», 1965.
2. Т. Д. Морозова. Установка для проверки измерителей малой мощности. Информационный сборник, вып. 6, М.,—Л., Изд-во стандартов, 1964.
3. Б. Е. Рабинович. Методика суммирования частных погрешностей в области радиотехнических измерений. Труды институтов Комитета, вып. 57 (117), М., Стандартгиз, 1962.

Поступила в редакцию
25/II 1967 г.

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ АПЕРИОДИЧЕСКИХ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ (Обзор)

Умножитель частоты — один из важнейших элементов фазометрической и частотоизмерительной аппаратуры. Фазовая стабильность умножителей имеет решающее значение в синтезаторах квантовомеханических реперов (генераторов) с высокой кратковременной стабильностью частоты, в компараторах, предназначенных для сличения частот с метрологической точностью, и в некоторых фазометрических системах.

Разнообразные виды умножителей частоты, включающих избирательную систему для селекции заданной гармоники из сформированного спектра, тщательно исследовались в течение ряда десятилетий. Достаточно указать, что библиография по технике умножения частоты только за последние 10 лет насчитывает свыше 300 наименований.

Вместе с тем подобные умножители частоты далеко не совершенны: их фазовая стабильность не удовлетворяет современным требованиям, что значительно затрудняет разработку измерительных устройств высшего класса точности [1].

Именно поэтому представляет интерес исследование реальных возможностей умножения частоты в бесконтурной системе.

А. М. Заездный в 1956 г. показал [2], что в приборе, вольт-амперная характеристика которого отображена полиномом Чебышева первого рода n -го порядка, энергия гармонического колебания, поданного на его вход, независимо от частоты преобразуется в энергию единственной n -й гармоники. Аналогичные устройства могут быть построены и для других форм напряжения возбуждения, например, пилообразной.

Для рассматриваемых умножителей характерно отсутствие избирательных систем и высокий коэффициент преобразования, что позволяет разработчикам рассчитывать на их высокую фазовую стабильность.

Поскольку сведения об опыте применения бесконтурных умножителей встречаются редко и носят отрывочный характер, целесообразно дать критический обзор известных методов построения устройств, пригодных для работы на радиочастотах.

В литературе бесконтурные умножители принято называть «идеальными» [3] и «апериодическими» [4, 5].

Авторы статьи, стремясь упорядочить применение установившегося двойного наименования, предлагают в исследованиях, посвященных выявлению теоретических возможностей умножителей, сохранять термин

«идеальный», но при рассмотрении реальных устройств использовать наименование «аперiodический умножитель частоты».

В основу классификации, принятой в обзоре, положен принцип построения аперiodических умножителей частоты. В этом случае можно разграничить две существенно различные группы приборов:

1. Аперiodические умножители, называемые в дальнейшем *одномерными*. В них колебание умноженной частоты получается в результате суммирования полезных и компенсации побочных составляющих спектра, сформированных по частям в системах сравнительно простых нелинейных сопротивлений, емкостей или индуктивностей, т. е. транзисторов, ламп, диодов, варикапов и т. д.

Форма вольт-амперных характеристик используемых приборов оказывает существенное влияние на схемную конфигурацию и параметры сконструированного устройства. Однако определяющими являются свойства, общие для всех умножителей частоты рассматриваемого класса.

2. Аперiodические умножители частоты, называемые в дальнейшем *многомерными*. В них требуемая передаточная характеристика $U_{\text{вых}} = \varphi(U_{\text{вх}})$ получается в результате ряда преобразований величин различной физической природы

$$\begin{aligned} x_1 &= \varphi_1(U_{\text{вх}}) \\ x_2 &= \varphi_2(x_1) \\ &\dots \\ U_{\text{вых}} &= \varphi_n(x_{n-1}), \end{aligned}$$

где $U_{\text{вх}}$ — напряжение на входе умножителя;

$U_{\text{вых}}$ — напряжение на выходе умножителя.

Число используемых для построения многомерного умножителя функциональных зависимостей обычно не превышает трех. Тем не менее различие в физической природе и числе используемых зависимостей приводит к столь значительным (внешне) отличиям между отдельными устройствами этой группы, что авторы [6] даже выделяют из рассматриваемого класса электронно-лучевые трубки и другие подобные им приборы с пространственной модуляцией луча, не обнаруживая эффект преобразования функций

$$\begin{aligned} x &= \varphi_1(U_{\text{лх}}), \\ U_{\text{вых}} &= \varphi_2(x), \end{aligned}$$

где x — пространственная координата точки на пути движения луча.

Объединение в одном классе многомерных всех умножителей подобного типа облегчает выявление их важнейших особенностей.

Заканчивая классификацию аперiodических умножителей, следует заметить, что симметрия характеристик, отображаемых полиномом Чебышева или иной подобной зависимостью (для негармонического возбуждения), позволяет синтезировать характеристики одномерного и многомерного умножителей как в статике, так и в динамике (во времени), используя эффект циклического переключения цепей в процессе работы устройства.

Рассмотрим опубликованные в отечественной и зарубежной литературе сведения об опыте разработки одномерных аперiodических умножителей частоты.

Приборы, сконструированные на нелинейных реактивных элементах, должны отличаться лучшими шумовыми характеристиками, сравнительно с другими умножителями. Американские исследователи Ф. С. Барнс и Ж. Е. Айбер [7] определили математические

соотношения, описывающие характеристики реактивных элементов, которые при последовательном включении на активное сопротивление обеспечивают идеальное умножение частоты. Однако они не нашли физически реализуемых накопительных элементов, которым соответствуют полученные уравнения.

Большого успеха добился К. Е. Мюллер [8], предложивший мостиковый утроитель частоты (рис. 1).

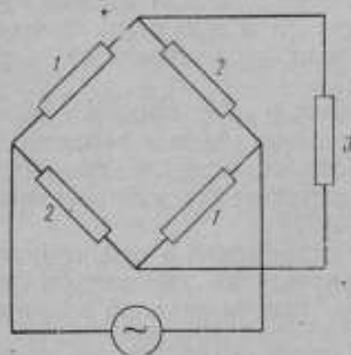


Рис. 1. Одномерный мостиковый умножитель частоты.

Элементы 1 должны обладать вольт-амперной характеристикой вида $i = a_1 u$, а элементы 2 — вида $i = a_2 u^3$, где a_1 и a_2 — некоторые постоянные коэффициенты.

В мостиковой схеме вычитают одну характеристику из другой и тем самым компенсируют побочную первую гармонику тока в нагрузке Z.

В качестве нелинейных элементов Мюллер рекомендовал конденсатор или катушку с железным сердечником, а в качестве линейного элемента — соответствующую линейную реактивность.

К сожалению, в работе Мюллера отсутствуют экспериментальные данные. Тем не менее, избранное им направление работы весьма эффективно.

Исследования балансных удвоителей частоты и мостиковых утроителей на емкостях в последнее время привели к появлению сравнительно мощных умножителей на варикондах [9].

Многоэлектродные приборы широкого применения надежны, дешевы и могут быть использованы для формирования немонотонных нелинейных характеристик. Это позволило авторам [10, 11, 12] изучить возможность применения для удвоения частоты анодно-сеточных характеристик пентода, работающего при отрицательном потенциале на третьей сетке. В эксперименте М. С. Аралов смоделировал характеристику, близкую к функции $\sin x$ в интервале $0 \leq x \leq \pi$, обеспечив подавление побочных составляющих на 20 дБ.

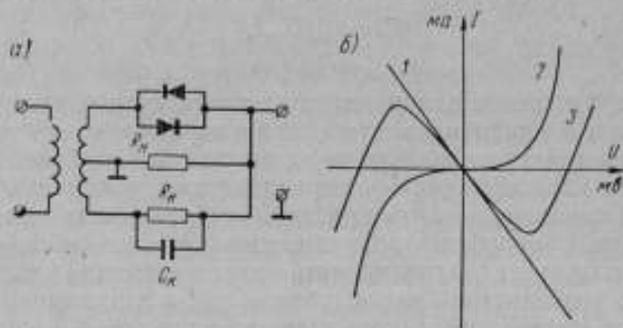


Рис. 2. Одномерный умножитель частоты на диодах.

В. Я. Сурьян [13] использовал подобный удвоитель в фазоизмерительной установке с высоким коэффициентом умножения. Предполагается, что повышенный коэффициент преобразования и возможность применения простого низкодобротного контура в качестве избирательной нагрузки позволят улучшить соотношение сигнал/шум, увеличить динамический диапазон умножителя и уменьшить фазовые искажения.

Устройства с характеристикой, подобной полиному Чебышева третьего порядка, конструируют на двух триодах [14]. Однако данные об их использовании в качестве умножителей в печати отсутствуют.

Рядом преимуществ обладают диодные конструкции.

В разработанном А. Н. Полонским и А. Н. Стариковым [15] утроителе частоты (рис. 2, а), включенные встречно и последовательно с нагрузкой, диоды искажают входной гармонический сигнал таким образом, что относительный уровень третьей гармоники существенно возрастает. Подавление четных побочных гармоник обеспечивается, если характеристика симметрична, но первую гармонику необходимо компенсировать с помощью специальной цепи $R_x C_x$. Рис. 2, б иллюстрирует принцип моделирования идеальной характеристики утроителя частоты, причем цифрами 1 обозначена вольт-амперная характеристика компенсирующей цепи, 2 — пары диодов, 3 — умножителя в целом.

Экспериментальное исследование, проведенное авторами обзора, показало, что для подобного утроителя частоты, выполненного на высокочастотных германиевых диодах Д311Б и Д-18, при напряжении на диодах порядка 150 мВ, коэффициент преобразования максимален и близок к коэффициенту преобразования обычного двухтактного умножителя частоты в три раза. В спектре колебания на выходе утроителя наиболее сильно выражен уровень 5-й побочной гармоники (рис. 3), причем из графика (рис. 4) видно, что при изменении нагрузки R_n в пределах $\pm 10\%$ от оптимального значения, соотношенного с сопротивлением R диода Д311Б в прямом направлении подавление (Π) 5-й гармоники изменяется незначительно.

Эксперимент показал, что для умножаемых частот ниже 300 кГц подавление побочных компонентов не хуже 50 дБ, но на более высоких частотах подавление резко падает.

Диодные удвоители частоты, выполненные по балансной схеме

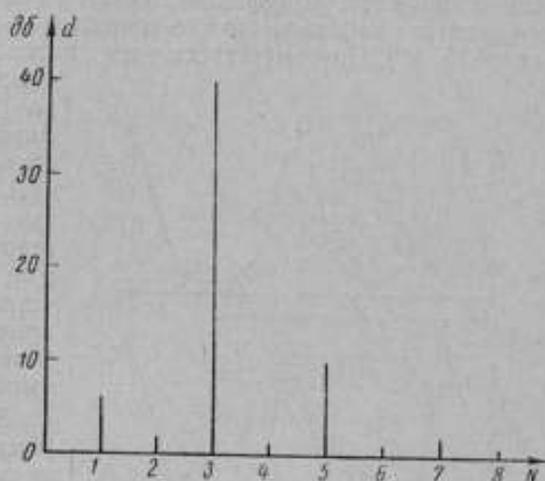


Рис. 3. Спектр гармоники на выходе диодного умножителя частоты в эксперименте А. Н. Полонского и А. Н. Старикова

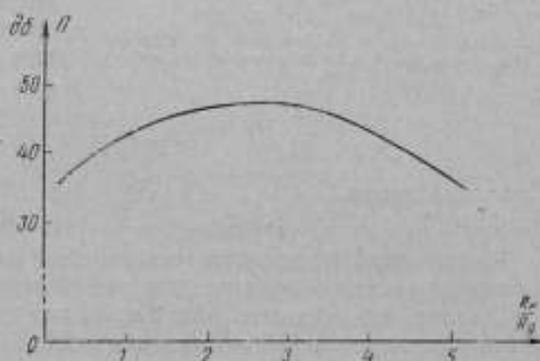


Рис. 4. Влияние нагрузки на уровень наибольшей (5-й) побочной гармоники в диодном умножителе частоты.

[16—19], широко применяются на практике и специального пояснения не требуют.

Полупроводниковые приборы с падающим участком вольт-амперной характеристики позволяют построить апериодические умножители частоты с большим коэффициентом преобразования по мощности. Применяя туннельные диоды, можно значительно расширить диапазон рабочих частот [3, 20]. Поэтому естественен интерес, проявленный авторами к

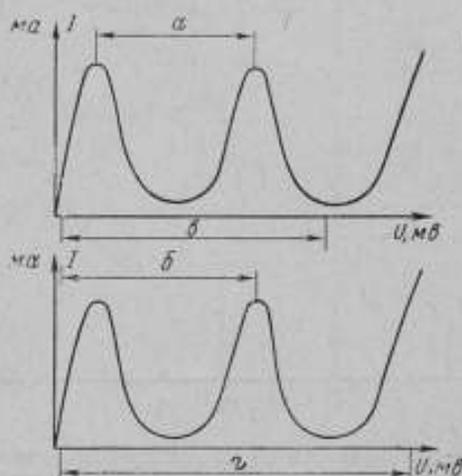


Рис. 5. Вольт-амперная характеристика двух туннельных диодов.

Области наименьшего напряжения при умножении: α — в два; β — в три; γ — в четыре; и ϵ — в пять раз.

конструированию умножителей на туннельных диодах. Ф. С. Барнс и Ж. Е. Айбер [3] предложили непосредственно подключать к одному — двум туннельным диодам линейную нагрузку и источник смещения. Вольт-амперные характеристики такого рода устройств показаны на рис. 5, причем стрелками выделены рабочие области, соответствующие умножению в 2, 3, 4 и 5 раз.

Поскольку вольт-амперная характеристика туннельного диода недостаточно точно отображает идеальную характеристику умножителя, естественно поставить вопрос об оптимальном типе туннельного диода, используемого в рассматриваемой схеме. Ниже приведены результаты вычисления коэффициента асимметрии для современных диодов (рис. 5).

$$K_{ас} = \frac{U_2 - U_1}{U_1}$$

Материал диода	Ge	Si	GaAr	GSb
Коэффициент асимметрии	2,5	2,8	4,5	7

Расчет показывает, что германиевые диоды, использованные американскими исследователями, для этой цели наиболее пригодны.

Однако, как видно из рис. 6 а, б, представляющего результат обработки данных статей Ф. С. Барнса и Ж. Е. Айбера, с увеличением коэффициента умножения уровень побочных компонентов резко возрастает. Так, в умножителе на пять полезный сигнал лишь в два раза превышает первую гармонику.

К сожалению, Ф. С. Барнс и Ж. Е. Айбер не приводят данных о подавлении первой гармоники. Но фотоснимки осциллограмм показывают, что именно первая гармоника является преобладающей в спектре побочных частот.

Для апериодического удвоения частоты можно использовать как область максимума, так и область минимума тока вольт-амперной характеристики туннельного диода.

Однако собственные шумы туннельного диода прямо пропорциональны постоянному току I_0 в рабочей точке.

Как показывают экспериментальные исследования [21], в точке минимума тока туннельного диода коэффициент шума не только минимален, но и наименее критичен к изменению уровня входного сигнала и внутреннего сопротивления генератора.

Однако в области пика тока диода максимален коэффициент преобразования по мощности. По-видимому, именно этим обстоятельством определяется выбор режима умножителя в экспериментах [22—25].

Следует заметить, что упомянутые выше работы по аperiodическому умножению частоты на туннельных диодах не исчерпывают возможности применения их в бесконтактных умножителях.

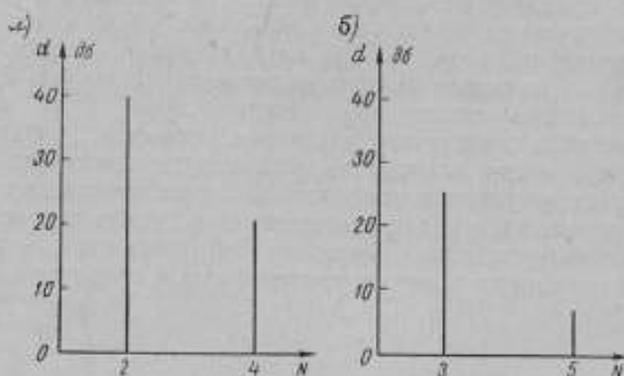


Рис. 6. Спектры гармоник на выходе умножителей частоты в эксперименте Ф. С. Барыса и Ж. Е. Айбера:
а) для умножителей с четным коэффициентом умножения; б) для умножителей с нечетным коэффициентом умножения.

Одномерные аperiodические умножители, использующие эффект циклического переключения внутренних цепей в процессе работы, в литературе не рассматривались, но их разработка принципиальных затруднений не вызывает.

Так, например, утроитель частоты, предложенный А. Н. Полонским и Стариковым А. Н., можно выполнить и на одном диоде, если дополнить его коммутатором, переключающим полярность диода. Однако устройства такого типа полезны лишь на низких частотах, когда необходима высокая степень симметрирования цепи. На более высоких частотах (от единиц килогерц и выше) применение такого рода систем ограничено, поскольку время переключения коммутатора соизмеримо с периодом умножаемой частоты. При этом уровень побочных компонентов спектра резко возрастает.

Заканчивая обзор одномерных аperiodических умножителей частоты, следует отметить, что практически они разработаны лишь для сравнительно малых коэффициентов умножения. Создание приборов с более сложной характеристикой, сформированной по частям, вызывает серьезные затруднения, обусловленные повышенными требованиями к точности синтеза.

Дальнейшее совершенствование одномерных умножителей частоты: увеличение коэффициента преобразования, уменьшение шумов, повышение степени подавления побочных компонентов спектра в реальных условиях эксплуатации, освоение новых диапазонов волн, синтез приборов с большими коэффициентами умножения и т. д. — является актуальной задачей техники преобразования частоты.

Многомерные аperiodические умножители частоты конструктивно значительно сложнее одномерных и предназначены, в основном, для умножения с относительно высокими коэффициентами (в 10 и более раз).

Специальные электронно-лучевые трубки впервые позволили экспериментально осуществить аperiodическое умножение частоты с большой кратностью. Особый интерес среди них представляет политрон, предложенный А. И. Ставицким [4].

Прибор А. И. Ставицкого (рис. 7) конструктивно отличается от обычных электронно-лучевых трубок плоским (ленточным) лучом, электронной пушкой 1; разрезным анодом, состоящим из пластин 2 и 3; двумя пакетами корректирующих электродов 6 и 7, каждый из которых состоит из ряда изолированных между собой металлических пластин. Напряжение возбуждения, поданное на отклоняющие пластины 4 и 5, обеспечивает возвратно-поступательное перемещение луча, в то время как постоянное потенциальное поле с заданным рельефом, созданное с помощью корректирующих электродов, модулирует движение луча, смещает его в перпендикулярной плоскости. Если распределить потенциалы на корректирующих электродах таким образом, чтобы рисунок поля достаточно точно соответствовал полиному Чебышева первого рода, с нагрузок анодов политрона снимают противофазные напряжения умноженной частоты.

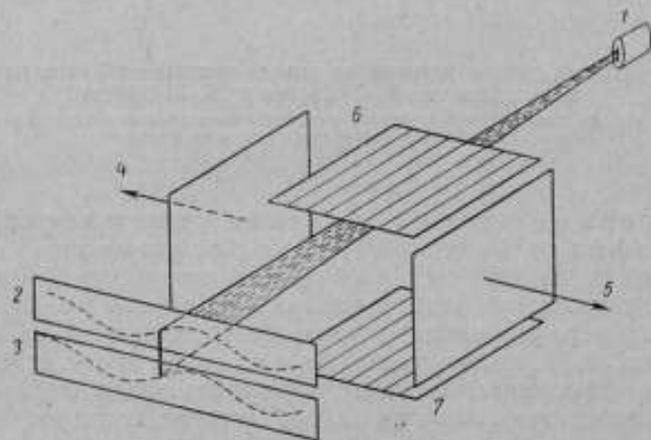


Рис. 7. Умножитель частоты с пространственной модуляцией луча посредством потенциального рельефа.

Оценивая характеристики политрона, следует подчеркнуть его ожидаемую диапазонность, свойственную электронно-лучевым трубкам. С помощью политрона не представляет принципиальных затруднений умножение и сверхнизких, и очень высоких частот. В ряде случаев удобно переключение коэффициента умножения в политроне при сохранении неизменным напряжения умножаемой и умноженной частот. Однако из-за трудностей формирования с необходимой точностью [4] потенциального рельефа, практически осуществимый в политроне коэффициент умножения вряд ли может превысить $7 + 11$ даже при существенном увеличении числа корректирующих электродов. По этой причине стоимость прибора, включая источники питания и усилители, отнесенная к коэффициенту умножения, реализуемому с его помощью, оказывается весьма высокой. Вероятно, это обстоятельство и тормозит дальнейшую разработку и промышленный выпуск электронно-лучевых трубок с управляемым потенциальным рельефом. Тем не менее для ряда случаев практики и, особен-

но, в уникальных установках, применение политрона может оказаться необходимым, поскольку, как это будет видно из дальнейшего, некоторые его характеристики лучше, чем у всех аperiodических умножителей, данные о которых опубликованы до настоящего времени.

Счетные лампы, используемые немецкими инженерами для аperiodического умножения частоты [5, 25, 26], построены на ином принципе. Внутри электронно-лучевой трубки на пути плоского луча установлен экран с N -щелями (рис. 8), расстояния между которыми определяются формой напряжения возбуждения. Напряжение умножаемой частоты, подаваемое на отклоняющие пластины, вызывает перемещение луча по экрану, что обуславливает пульсацию тока в нагрузке с частотой $2Nf_0$.

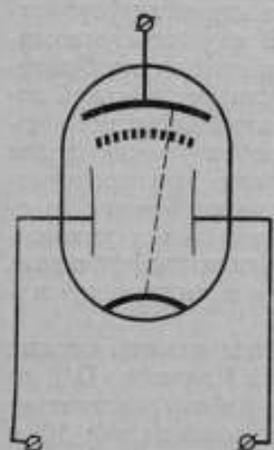


Рис. 8. Умножитель частоты с пространственной модуляцией луча и разрезным экраном.

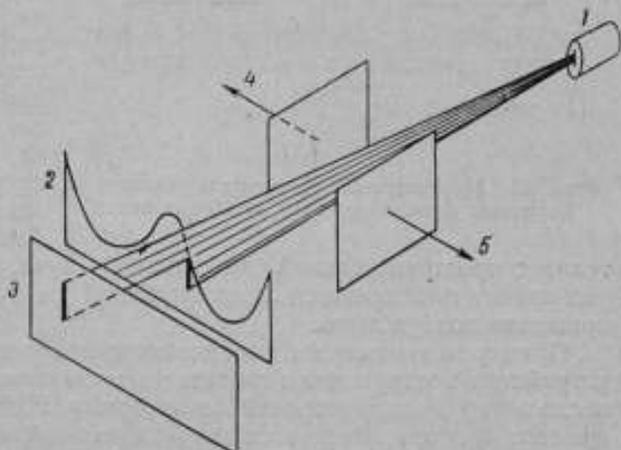


Рис. 9. Умножитель частоты с пространственной модуляцией луча посредством фигурного экрана: 1 — электронная пушка; 2 — фигурный экран; 3 — анод; 4, 5 — отклоняющие пластины.

Применение лампы Е1Т с равномерным распределением щелей в аperiodическом умножителе приводит к серьезному усложнению установки. Необходимость формирования пилообразного напряжения при очень жестких требованиях к линейности фронтов заставила разработчиков для умножения лишь в 10 раз сконструировать дополнительный блок формирования на 7 лампах. И даже в такой громоздкой установке экспериментаторам [5] при работе в диапазоне $100 \text{ гц} + 10 \text{ кгц}$ не удалось добиться подавления побочных компонентов лучше $10 + 15 \text{ дб}$. Серьезные затруднения при высококачественном умножении возникают из-за неточностей изготовления лампы, неустраняемых при настройке умножителя. Модулирование луча с помощью фигурного экрана (маски) (рис. 9), предложенное в работе [27], позволяет несколько понизить уровень побочных гармоник, но не устраняет отмеченных недостатков ламп со щелевым экраном.

Незначительная стоимость ламп с разрезным и фигурным экраном сравнительно с политроном будет способствовать их широкому приме-

нию для умножения сверхнизких и очень высоких частот при условии промышленного выпуска умножителей с распределением щелей и рисунком маски, соответствующим полиному Чебышева 1-го рода.

Приборы с пространственной модуляцией луча — не единственный тип аперiodических многомерных умножителей частоты электрических колебаний, в которых преобразуются две зависимости неоднородных физических величин [28, 29]. Однако остальные известные двумерные умножители включают дополнительный источник энергии, тем или иным способом управляемый напряжением возбуждения. Так например, сверхнизкие частоты колебаний в ряде случаев удобно умножать с помощью

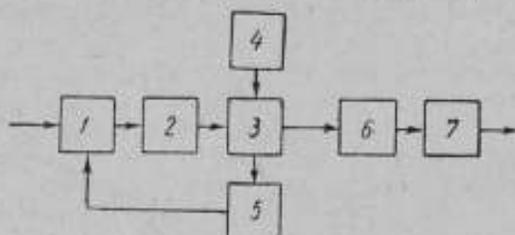


Рис. 10. Многомерный умножитель частоты с 3-кратным функциональным преобразованием.

электрооптического устройства, состоящего из источника света, фотосопротивления и модулятора света — ячейки Керра или интерферометра [30]. В подобном умножителе напряжение возбуждения модулирует световой поток от автономного источника, преобразуемый далее

в электрические колебания в электрические колебания. Аналогично умножителям с пространственной модуляцией луча, величина коэффициента умножения определяется лишь глубиной модуляции и амплитудой напряжения возбуждения.

Примером трехмерного аперiodического умножителя частоты служит устройство, построенное в соответствии с идеями Р. С. Дадашева [31], но несколько усовершенствованное авторами. Принцип работы рассматриваемого прибора поясняется его блок-схемой, приведенной на рис. 10, и сводится к следующему. Напряжение $U_{вх}$ умножаемой частоты $f_{вх}$, поданное на модулятор 1, подключенный к контуру генератора 2, модулирует его колебания f_2 по частоте, реализуя зависимость

$$f_2 = \psi_1(U_{вх}).$$

В импульсно-фазовом пиковом детекторе 3 напряжение с частотой f_2 смешивается с напряжением от генератора 4 опорной частоты f_4 , причем $f_4 \ll f_2$. На выходе детектора 3 образуются биения f_3 с частотой, пульсирующей от 0 до $f_4/2$ N раз за период входного колебания $f_{вх}^{-1}$. Таким образом строится гребенчатая функция

$$f_3 = \psi_2(f_2).$$

Далее, биения с импульсно-фазового детектора 3 через корректирующую цепь 6, исправляющую их форму, поступают на частотный детектор 7, где и выделяется напряжение $U_{вых}$ умноженной в N раз частоты входного колебания

$$U_{вых} = \psi_3(f_3).$$

Для уменьшения погрешности, связанной с некогерентностью колебаний генераторов 2 и 4, с выхода импульсно-фазового детектора 3 биения дополнительно поступают на фильтр 5 с большой постоянной времени, и далее на модулятор 1, подстраивая по частоте среднее за период входного колебания значение частоты генератора 2.

Очевидное преимущество рассмотренного выше умножителя — конструктивно простая возможность реализации системы с большим коэф-

фициентом умножения в диапазоне низких частот. В известном смысле подобное устройство аналогично лампе с равномерно разнесенными щелями [5], что вынуждает при его использовании применять пилообразное напряжение возбуждения.

Такие умножители могут оказаться полезными в тех случаях, когда к фазовому синхронизму колебаний на входе и выходе системы не предъявляется особенно высоких требований.

Применение циклической коммутации внутренних цепей многомерных аperiodических умножителей частоты для подавления побочных компонентов спектра, по-видимому, технически нецелесообразно и в известных устройствах не применяется.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильин В. Г. Фазостабильный умножитель дециадной частоты для частотослитивных устройств. Исследование в области измерения времени и частоты. Труды институтов Комитета, вып. 88 (148), М., 1966.
2. Заездный А. М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. Л., Госэнергоиздат, 1961.
3. Vagnes F. S., Eiber G. E. An Ideal Harmonic generator, p. 799, v. 53, № 7.
4. Ставицкий А. И. Многофункциональный преобразователь «политрон» и его применение для аperiodического умножения частоты. Труды научно-технической конференции ЛЭИС, Л., 1962.
5. Mitterer R. Ein aperiodischer Frequenzvervielfacher für den Tonfrequenzbereich. «Frequenz», 1960, 14, N 1.
6. Сигорский В. П., Ситников Л. С., Утяков Л. Л. Многоустойчивые элементы дискретной техники. М., изд-во «Энергия», 1966.
7. Vagnes F. S., Eiber G. E. Harmonic generation Using Nonlinear Inductors and Capacitors, «PIEEE», N 7, 1965, N 1, 1966.
8. Müller K. Ein Beitrag zur harmonischen Frequenzvervielfachung. «Wissenschaftliche Zeitschrift der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau», 1962, 8, N 4.
9. Пажуников В. М., Амирханов Х. Х. Диэлектрические умножители частоты. «Электронная техника», серия VIII, вып. 2, 1966.
10. Аралов М. С. Об одном способе умножения частоты. «Радиотехника», М., изд-во «Связь», 1961, № 4.
11. Кадук Б. Г., Заурский В. А., Михайленко А. М. Схема умножения в диапазоне частот. «Автоматика и приборостроение. Информационный научно-технический сборник», 1965, № 4 (24), 58.
12. Pauschmann H. Aperiodische Frequenzvervielfachung. Internationale Elektronische Rundschau, 1966, N 10.
13. Суньян В. Я. Об одном способе преобразования частоты. В сб. «Труды Томского института радиоэлектронной аппаратуры и электронной техники», вып. 2, 1964.
14. Cobbold R. S. A tunnel-diode analogue and its application «PIEE» (GB), v 110, N 1, 1963.
15. Полонский А. Н., Стариков А. Н. Удвоитель частоты без специального фильтрующего устройства. Информационный листок ВКАС, 1964, № 35.
16. Першина Н. Г., Стариков И. В. Широкодиапазонный умножитель частоты. В сб. «Проблемы магнитометрии и электроприборостроения» М., изд-во «Недра», 1965.
17. Хьюм Д. К. Умножитель частоты на 4. Патент США, класс 321—69, № 2907944.
18. Ротштейн А. Я. Способ умножения частоты симметричных импульсов в два раза. Авт. свид. № 124004. Бюллетень изобретений № 22, 1959.
19. Афанасьев Ю. В., Виноградов В. Н. Способ умножения частоты. Авт. свид. № 173809. Бюллетень изобретений № 16, 1965.
20. Букерт А. Умножитель частоты на туннельных диодах. Английский патент класс H3T. H2F (H03), № 987215.
21. Сорокина Л. Н., Орлов А. Г. Некоторые экспериментальные характеристики сместителя на туннельном диоде. «Радиотехника», 1966, № 9.
22. Симонов Ю. Л., Файнер А. И. О возможностях создания цепочечных удвоителей частоты без промежуточных усилителей на туннельных диодах. «Радиотехника и электроника», 1966, № 7.
23. Франк Д. Широкополосный удвоитель частоты на туннельных диодах. «PIRE», 1961, № 12.
24. Бурбо И. Широкополосный удвоитель частоты на туннельных диодах. «PIRE», 1962, № 8.

25. Хэйман Б. Схема устройства для умножения и ее применение для измерения частоты. Патент ФРГ, класс 21 а 6/02 № 1177695.
26. Мюллер И. Р. Электронный умножитель частоты. Патент США, класс 315—21, № 3089977.
27. Vilbig F. Lehrbuch der hochfrequenztechnik, Leipzig, 1958.
28. Тернот И., Бароу К. Л. Регулируемый светочувствительный умножитель частоты. Патент США, класс 250—233, № 3140399.
29. Сигедин М. Гальваномагнитный умножитель частоты. Японский патент № 23411.
30. Дадашев Р. С. Некоторые соображения по преобразованию частоты. Научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава ЛЭИС. Л., 1963.
31. Горелик Г. С. Колебания и волны. Изд. 2-е, М., Физматгиз, 1959.

Поступила в редакцию
22/II 1967 г.

ВЛИЯНИЕ НАГРУЗКИ НА СПЕКТР АПЕРИОДИЧЕСКИХ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Как известно, при воздействии синусоидального сигнала оптимальной амплитуды на нелинейный элемент с характеристикой, отображаемой полиномом Чебышева первого рода N -го порядка (идеальный или апериодический умножитель), ток содержит только N -ую гармонику входного сигнала [1]. Подключаемая нагрузка, необходимая для выделения напряжения умноженной частоты, искажает характеристику цепи, вследствие чего в спектре колебания появляются побочные компоненты.

Цель данной работы — количественная оценка влияния линейной нагрузки на спектр побочных частот.

Очевидно, что любой четный коэффициент умножения можно представить в виде

$$N_{ч} = 2k N_{нч},$$

где k — целое число;

$N_{нч}$ — нечетное.

Так как при идеальном умножении на два все побочные гармоники (за исключением постоянной составляющей) равны нулю независимо от амплитуды входного сигнала, целесообразно строить умножители в четное число раз по приведенному выше уравнению. Поэтому здесь рассмотрены умножители в два и в любое нечетное число раз.

Для упрощения расчетов применена кусочно-линейная аппроксимация, при которой сохраняется основная особенность исходной характеристики (периодическое изменение знака производной). В соответствии с принятой аппроксимацией выбрано пилообразное напряжение возбуждения. Предлагаемая математическая модель полностью соответствует умножителю частоты на электровакуумном приборе с равномерным распределением шелей по экрану [2].

Для случая идеального умножителя с характеристикой, отображаемой полиномом Чебышева, и синусоидального сигнала применение данной модели ограничено. Однако, как следует из дальнейшего, для оценки наиболее опасных (ближайших к полезной) побочных гармоник с успехом могут быть применены результаты настоящего анализа.

Умножитель в два раза

Уравнение аппроксимированной характеристики идеального умножителя в два раза имеет вид

$$l = g_1 |u_1|,$$

где i — ток;

g_1 — модуль проводимости нелинейного элемента;

u — напряжение.

Уравнение вольт-амперной характеристики нагрузки

$$i = g_{11}u,$$

где g_{11} — проводимость нагрузки, подключаемой к идеальному умножителю.

Ограничим анализ соотношением $g_{11} > g_1$, поскольку этот случай единственно интересен для практики. Характеристику цепи (рис. 1), состоящей из последовательного соединения умножителя и нагрузки, определяют как

$$i = \frac{g_1 g_{11}}{g_1 + g_{11}} u = \frac{g_{11}}{1 + G} \frac{u}{|u|} u,$$

здесь

$$G = \frac{g_{11}}{g_1} > 1.$$

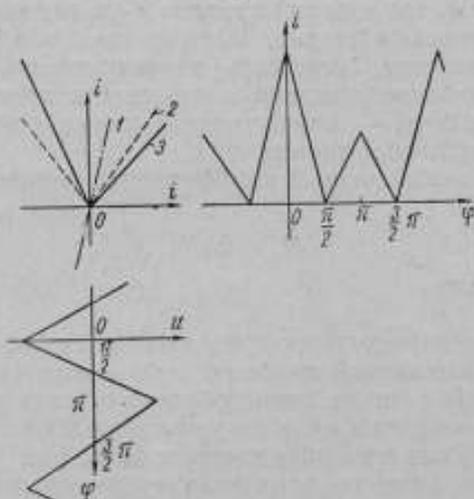


Рис. 1. Умножение частоты в два раза.

Характеристики: 1 — нагрузки; 2 — идеального умножителя без нагрузки; 3 — цепи, состоящие из умножителя и нагрузки.

Для оценки уровня побочных гармоник представим ток в нагрузке умножителя в виде ряда Фурье для четной функции

$$i = \sum_{M=0}^{\infty} I_M \cos M\varphi,$$

где M — номер гармоники;

I — амплитуда тока;

φ — текущая фаза.

Коэффициенты ряда найдем из уравнения

$$I_M = \frac{2}{\pi} \frac{g_{11}}{1-G} \int_0^{\pi/2} \left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \cos M\varphi d\varphi + \frac{2}{\pi} \frac{g_{11}}{1+G} \int_{\pi/2}^{\pi} \left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \cos M\varphi d\varphi.$$

откуда

$$I_M = \frac{2g_{II}}{\pi M^2} \left[\frac{1}{1+G} \cos M\pi - \frac{1}{1-G} + \frac{2G}{1-G^2} \cos \frac{M\pi}{2} \right].$$

Амплитуды токов полезной и ближайших к ней побочных гармоник равны

$$I_1 = -\frac{4g_{II}}{\pi(1-G^2)};$$

$$I_2 = -\frac{2g_{II}}{\pi(1-G^2)} G;$$

$$I_3 = -\frac{4g_{II}}{9\pi(1-G^2)}.$$

Отсюда подавление побочных гармоник можно вычислить как

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{G}{2}; \quad \frac{I_3}{I_1} = \frac{9G}{2}.$$

Таким образом, для подавления первой гармоники на 20 дБ* и более сопротивление нагрузки должно быть, по крайней мере, в пять раз меньше модуля сопротивления нелинейного элемента. Если считать, что первая гармоника может быть скомпенсирована напряжением возбуждения, то для подавления на 20 дБ наиболее опасной третьей гармоники сопротивление нагрузки должно быть приблизительно в два раза меньше модуля сопротивления нелинейного элемента. При этом изменение сопротивления нагрузки на $\pm 10\%$ приводит к изменению подавления на ± 2 дБ.

Умножитель в нечетное число раз

Уравнение аппроксимированной характеристики идеального умножителя в любое нечетное число раз запишем в виде

$$i = g_1(u - 2he)(-1)^v,$$

где

$$v = \frac{N-1}{2} + h,$$

при условии, что

$$2h - 1 \leq \frac{u}{e} \leq 2h + 1,$$

где

$$h = -\frac{N-1}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{N-1}{2};$$

e — параметр нелинейного элемента, определяющий точки излома его вольт-амперной характеристики.

При подсоединении линейного сопротивления (нагрузки) к умножителю частота характеристика цепи изменяется

$$i = g_h(u - 2he),$$

где

$$g_h = \frac{g_1 g_{II}}{g_I + g_{II}(-1)^v},$$

(как отмечалось ранее, $g_{II} > g_I$).

* Здесь и в дальнейшем авторы оперируют цифрой 20 дБ, которую определяют реальные возможности современных аperiodических умножителей частоты [3].

Смещение Δe напряжения, определяющего точки излома характеристики, обратно пропорционально отношению проводимостей

$$\Delta e = \frac{g_1}{g_{II}} e (-1)^n.$$

Вследствие нечетности суммарной характеристики границы участков изменяются симметрично

$$2h - \left[1 + \frac{g_1}{g_{II}} (-1)^n \right] \leq \frac{u}{e} \leq 2h + \left[1 + \frac{g_1}{g_{II}} (-1)^n \right].$$

При воздействии на прибор с такой характеристикой пилообразного сигнала спектр выходного колебания будет содержать, кроме N -й, побочные нечетные гармоники. Если принять, что возбуждение устанавливается таким образом, чтобы обеспечить минимальный уровень первой гармоники и тем самым исключить амплитудную модуляцию выходного сигнала, то оказывается, что уровень входного колебания должен зависеть от величины нагрузки. Амплитуда напряжения возбуждения U может быть найдена из предыдущего выражения при условии

$$|h| = \frac{N-1}{2},$$

тогда

$$U = \left(N + \frac{g_1}{g_{II}} \right) e.$$

В этом случае ток на интервале линейного нарастания напряжения изменяется следующим образом:

$$i = g_h (\varphi - \varphi_h) U,$$

где φ_h — фазовый сдвиг, найденный из геометрического построения (рис. 2).

Очевидно, что

$$\varphi_h = \frac{2h}{N + \frac{g_1}{g_{II}}} \frac{\pi}{2}.$$

Аналогично область изменения фазы определяется как

$$\frac{2h - \left[1 + \frac{g_1}{g_{II}} (-1)^n \right]}{N + \frac{g_1}{g_{II}}} \frac{\pi}{2} \leq \varphi \leq \frac{2h + \left[1 + \frac{g_1}{g_{II}} (-1)^n \right]}{N + \frac{g_1}{g_{II}}} \frac{\pi}{2}.$$

Представляя колебание на выходе умножителя в виде ряда Фурье, имеем

$$i = \sum_{M=0}^{\infty} I_{2M+1} \sin(2M+1)\varphi,$$

где

$$I_{2M+1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} U g_h (\varphi - \varphi_h) \sin(2M+1)\varphi d\varphi$$

После ряда преобразований (см. приложение) получим амплитуды гармоник

$$I_{2M+1} = \frac{4g_1}{\pi(2M+1)^2} \cdot \frac{GU}{G+1} \left\{ (-1)^M + \frac{2G}{G-1} \sum_{h=0}^{\frac{N-1}{2}-1} (-1)^h \times \right. \\ \left. \times \sin[(2M+1)(\varphi_h + \psi_h)] \right\},$$

где

$$\psi_h = \frac{1 + \frac{g_1}{g_{11}} (-1)^h}{N + \frac{g_1}{g_{11}}} \frac{\pi}{2}$$

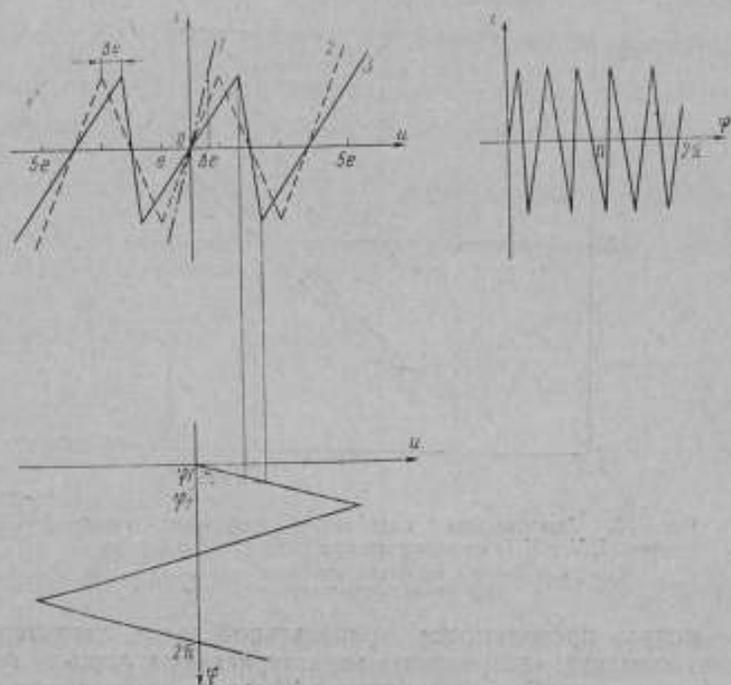


Рис. 2. Умножение частоты в нечетное число раз.
Характеристики: 1 — нагрузки; 2 — идеального умножителя без нагрузки; 3 — цепи, состоящей из умножителя и нагрузки.

Из графиков, построенных на основании этой формулы (рис. 3, 4), следует, что для подавления наиболее опасной гармоники (пятой в случае $N=3$ и седьмой в случае $N=5$) на 20 дБ сопротивление нагрузки должно быть приблизительно в шесть раз меньше модуля сопротивления нелинейного элемента, причем изменение сопротивления нагрузки на $\pm 10\%$ приводит к изменению подавления на ± 2 дБ (при $G=10$).

Экспериментальная проверка, проведенная на апериодическом умножителе на три [3], подтвердила возможность применения полученных результатов для анализа работы умножителя с чебышевской характеристикой. Проверялось подавление наиболее опасной пятой гармоники при поддержании постоянного уровня напряжения на нелинейном элементе. По данным эксперимента (рис. 4), расхождение с расчетом не превышает 10%, что вполне допустимо.

Таким образом, для увеличения подавления необходимо уменьшать сопротивление нагрузки, что, естественно, приводит к уменьшению коэффициента передачи по мощности и отношения сигнал — шум. Это противоречие можно разрешить, применяя прибор с характеристикой заведомо искаженной таким образом, чтобы подключение нагрузки компенсировало это искажение.

При использовании приборов, у которых в диапазоне изменения входного сигнала сопротивление положительных ветвей равно нулю, возможное предискажение характеристики ограничено значением модуля проводимости нелинейного элемента. В этом случае увеличение сопротивления нагрузки до

$$\frac{1}{g_{II \text{ out}}} = \frac{2}{g_{I(-)}},$$

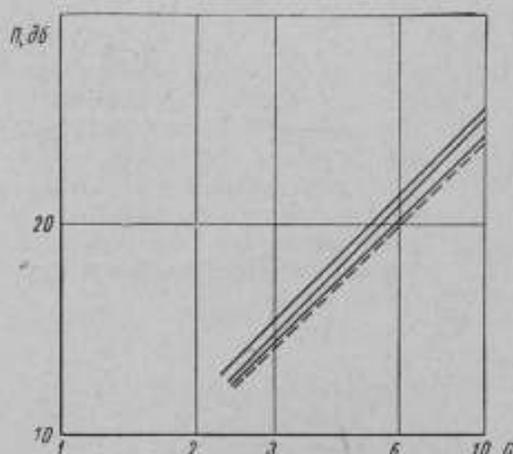


Рис. 3. Зависимость подавления побочных гармоник (I, V и VII) от нагрузки при умножении в 3 раза.

Сплошные линии — расчетные значения; штриховки — экспериментальные данные.

где $g_{I(-)}$ — модуль проводимости отрицательной ветви характеристики нелинейного элемента, «исправляет» характеристику и лишь после этого начинает ее ухудшать. В этом случае коэффициент передачи по мощности (КПМ) соответствует идеальному N^{-2} при умножении частоты на нелинейном активном сопротивлении [4].

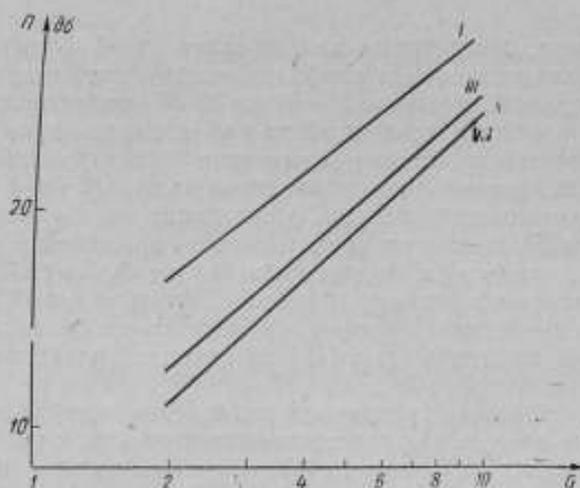


Рис. 4. Зависимость подавления побочных гармоник (I, III, VII) от нагрузки при умножении в 5 раз.

Таким образом, подключение сопротивления нагрузки $\frac{1}{g_{II \text{ опт}}} + \frac{1}{g_{II}}$ к элементу с предсказанной характеристикой обеспечивает такое же подавление, как и подключение нагрузки $\frac{1}{g_{II}}$ к элементу с идеальной характеристикой. Следовательно, выигрыш в сопротивлении нагрузки и соответственно в КПД при максимально предсказанной характеристике определяется величиной $\frac{g_{II}}{g_{II \text{ опт}}} + 1$. В качестве прибора с предсказанной характеристикой может быть применен туннельный диод, у которого отношение модуля отрицательного сопротивления $\frac{1}{g_{I(-)}}$ к сопротивлению первого положительного участка $\frac{1}{g_{I(+)}}$ равно приблизительно пяти. Оптимальный режим соответствует равенству сопротивлений участков вольт-амперной характеристики суммарной цепи

$$\left[\frac{1}{g_{I(-)}} - \frac{1}{g_{II \text{ опт}}} \right] = \frac{1}{g_{I(+)}} + \frac{1}{g_{II \text{ опт}}},$$

отсюда

$$g_{II \text{ опт}} = \frac{g_{I(+)}}{2}.$$

Как видно из рис. 5, максимум подавления побочных гармоник Π достигается при $g_{II \text{ опт}} = 0,018 \text{ мО}$, что хорошо согласуется с результатом теоретического анализа. В этом случае выигрыш равен

$$\frac{g_{I(+)}}{g_{I(+)} + g_{II \text{ опт}}} = 0,7$$

от максимально возможного. Однако даже в этом случае КПД подобного умножителя намного превышает КПД обычного умножителя с отсечкой.

Максимальные токи гармоник убывают в умножителе с отсечкой обратно пропорционально $N^2 + N^3$ [5]. Поэтому даже при оптимальной нагрузке максимальная мощность гармоники убывает пропорционально $N^4 - N^5$. Однако обычно нагрузка отличается от оптимальной и поэтому реальное значение КПД обратно пропорционально $N^5 - N^7$. Таким образом, выигрыш в КПД при переходе от обычных умножителей к идеальным может достигать $N^3 - N^4$.

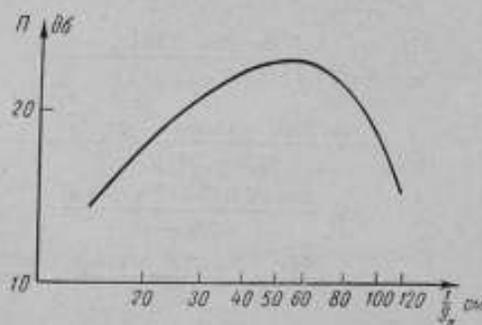


Рис. 5. Зависимость подавления 5-й гармоники от сопротивления нагрузки в умножителе частоты на 3, выполненном на туннельных диодах с $I_1 = 2 \text{ мА}$, $g_{I(-)} = 0,008 \text{ мО}$, $g_{I(+)} = 0,04 \text{ мО}$.

Приложение

Вычисление амплитуд гармоник, возникающих при воздействии пилообразного сигнала на умножитель в нечетное число раз с кусочно-линейно аппроксимированной характеристикой

Проведем интегрирование по участкам $0 \leq h < \frac{N-1}{2}$. Тогда, с учетом интегрирования на половине нулевого участка и $\varphi_0 = 0$, имеем

$$I_{2M+1} = \frac{4U}{\pi} \int_0^{\psi_0} g_0 \varphi \sin(2M+1)\varphi d\varphi + \frac{4U}{\pi} \sum_{h=1}^{\frac{N-1}{2}} g_h \int_{\varphi_h - \psi_h}^{\varphi_h + \psi_h} (\varphi - \varphi_h) \sin(2M+1)\varphi d\varphi,$$

где

$$\varphi_h = \frac{1 + \frac{g_1}{g_{11}} (-1)^h}{N + \frac{g_1}{g_{11}}} \cdot \frac{\pi}{2}.$$

Так как верхняя граница предыдущего участка совпадает с нижней последующего, то очевидно, что

$$\varphi_h + \psi_h = \varphi_{h+1} - \psi_{h+1}.$$

Отсюда

$$\begin{aligned} I_{2M+1} &= \frac{4U}{\pi} g_0 \frac{\sin(2M+1)\psi_0}{(2M+1)^2} - \frac{4U}{\pi} g_0 \frac{\psi_0 \cos(2M+1)\psi_0}{2M+1} + \\ &+ \frac{4U}{\pi} \sum_{h=1}^{\frac{N-1}{2}} g_h \left\{ \frac{\sin[(2M+1)(\varphi_h + \psi_h)]}{(2M+1)^2} - \frac{(\varphi_h + \psi_h) \cos[(2M+1)(\varphi_h + \psi_h)]}{2M+1} - \right. \\ &- \frac{\sin[(2M+1)(\varphi_h - \psi_h)]}{(2M+1)^2} + \frac{(\varphi_h - \psi_h) \cos[(2M+1)(\varphi_h - \psi_h)]}{2M+1} + \\ &\left. + \varphi_h \frac{\cos[(2M+1)(\psi_h + \varphi_h)]}{2M+1} - \varphi_h \frac{\cos[(2M+1)(\varphi_h - \psi_h)]}{2M+1} \right\} = \\ &= \frac{4U}{\pi} g_0 \frac{\sin[(2M+1)\psi_0]}{(2M+1)^2} - \frac{4U}{\pi} g_0 \psi_0 \frac{\cos[(2M+1)\psi_0]}{2M+1} + \\ &+ \frac{4U}{\pi} \cdot \frac{1}{(2M+1)^2} \sum_{h=1}^{\frac{N-1}{2}} g_h \{ \sin[(2M+1)(\varphi_h + \psi_h)] - \sin[(2M+1)(\varphi_h - \psi_h)] + \\ &+ \frac{4U}{\pi} \cdot \frac{1}{2M+1} \sum_{h=1}^{\frac{N-1}{2}} g_h \psi_h \{ \cos[(2M+1)(\varphi_h - \psi_h)] + \\ &+ \cos[(2M+1)(\varphi_h + \psi_h)] \} = \frac{4U}{\pi} g_0 \frac{\sin[(2M+1)\psi_0]}{(2M+1)^2} - \\ &- \frac{4U}{\pi} g_0 \psi_0 \frac{\cos[(2M+1)\psi_0]}{2M+1} + \frac{4U}{\pi} \cdot \frac{1}{(2M+1)^2} S + \frac{4U}{\pi} \cdot \frac{1}{(2M+1)} Q, \end{aligned}$$

где S и Q — сокращенные обозначения соответствующих сумм в уравнении. Обозначим

$$C = \frac{4}{\pi} \frac{1}{(2M+1)^2} (g_0 \sin[(2M+1)\psi_0] + S).$$

Учитывая, что

$$\varphi_h + \psi_h = \varphi_{h+1} - \psi_{h+1}; \quad \varphi_0 = 0$$

$$\text{и } \varphi_{\frac{N-1}{2}} + \psi_{\frac{N-1}{2}} = \frac{\pi}{2},$$

имеем:

$$C = \frac{4}{\pi (2M+1)^2} [g_0 \sin[(2M+1)\psi_0] + g_1 \sin[(2M+1)(\varphi_1 + \psi_1)] -$$

$$\begin{aligned}
 & -g_1 \sin [(2M+1)\psi_0] + g_2 \sin [(2M+1)(\varphi_2 + \psi_1)] - g_3 \sin [(2M+1)(\varphi_1 + \psi_1)] + \dots + \\
 & + \frac{g_{N-1}}{2} \sin \left[(2M+1) \frac{\pi}{2} \right] - \frac{g_{N-1}}{2} \sin \left[(2M+1) \left(\frac{\varphi_{N-1}}{2} + \psi_{N-1} \right) \right] = \\
 & = \frac{4}{\pi(2M+1)^2} \left\{ \frac{g_{N-1}}{2} (-1)^M + \sum_{h=0}^{\frac{N-1}{2}-1} (g_h - g_{h+1}) \sin [(2M+1)(\varphi_h + \psi_h)] \right\}.
 \end{aligned}$$

Но

$$\frac{g_{N-1}}{2} = \frac{g_1 g_{11}}{g_1 + g_{11}}$$

и

$$g_h - g_{h+1} = \frac{g_1 g_{11}}{g_1 + g_{11} (-1)^h} - \frac{g_1 g_{11}}{g_1 + g_{11} (-1)^{h+1}} = 2 \frac{g_1 (g_{11})^2}{(g_1)^2 - (g_{11})^2} (-1)^{h+1}.$$

(Величины $(-1)^h$ и $(-1)^{h+1}$ имеют всегда разные знаки).

Подставляя $g_{11} = g_1 G$, получим

$$C = \frac{4g_1}{(2M+1)^2} \cdot \frac{G}{G+1} \left\{ (-1)^M + 2G \frac{1}{G-1} \sum_{h=0}^{\frac{N-1}{2}-1} (-1)^h \sin [(2M+1)(\varphi_h + \psi_h)] \right\}.$$

Аналогичным образом преобразуем оставшуюся часть выражения (2), обозначим ее D .

Тогда

$$\begin{aligned}
 D = & -\frac{4}{2M+1} [g_0 \psi_0 \cos [(2M+1)\psi_0] + g_1 \psi_1 \cos [(2M+1)(\varphi_1 + \psi_1)] + \\
 & + g_2 \psi_2 \cos [(2M+1)\psi_0] + g_2 \psi_2 \cos [(2M+1)(\varphi_2 + \psi_2)] + g_3 \psi_3 \cos [(2M+1)(\varphi_1 + \psi_1)] + \\
 & + \dots + \frac{g_{N-1} \psi_{N-1}}{2} \cos [(2M+1) \times \left(\frac{\varphi_{N-1}}{2} + \psi_{N-1} \right)].
 \end{aligned}$$

$$\text{Но } g_h \psi_h = \frac{g_1 (-1)^h}{1 + g_1/g_{11} (-1)^h} \cdot \frac{1 + g_1/g_{11} (-1)^h}{N + g_1/g_{11}} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{g_1}{N + g_1/g_{11}} \cdot \frac{\pi}{2} (-1)^h.$$

Поэтому

$$\begin{aligned}
 D = & -\frac{4g_1}{2(N + g_1/g_{11})\pi(2M+1)} \sum_{h=0}^{\frac{N-1}{2}-1} [(-1)^h + (-1)^{h+1}] \times \\
 & \times \cos [(2M+1)(\varphi_h + \psi_h)] = 0.
 \end{aligned}$$

Таким образом

$$I_{2M+1} = \frac{4g_1}{\pi(2M+1)^2} \cdot \frac{GU}{G+1} \left\{ (-1)^M + \frac{2G}{G-1} \sum_{h=0}^{\frac{N-1}{2}-1} (-1)^h \sin [(2M+1)(\varphi_h + \psi_h)] \right\}.$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Звездный А. М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. Госэнергоиздат, М.—Л., 1961.
2. Mitterer R. Ein aperiodischer Frequenzvervielfacher für den Tonfrequenzbereich. Frequenz, 1960. Bd. 14, N 1, S. 14—16.
3. Полонский А. Н., Стариков А. Н. Умножитель частоты без специального фильтрующего устройства. Информационный листок ВКАС, № 35, 1964.
4. Page C. H. Harmonic generation with ideal rectifiers. Proc. IRE, vol. 46, Oct., 1958, pp. 1738—1740.
5. Брусевич А. Н., Евтянов С. И. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. М., изд-во «Советское радио», 1965.

Поступила в редакцию
14/VII 1967 г.

О РЕЖИМЕ ПИТАНИЯ АПЕРИОДИЧЕСКИХ
УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Реализация умножителей частоты, не содержащих частотоизбирательных цепей, представляет большой интерес для радиоприборостроения. Незначительная инерционность и высокая фазовая устойчивость таких умножителей, называемых в литературе идеальными и апериодическими, привлекает внимание многих авторов [1, 2].

В работах [1, 3] показано, что вольт-амперная характеристика идеального умножителя частоты гармонического напряжения в N раз должна точно отображаться полиномом Чебышева N -го порядка, причем амплитуда напряжения возбуждения должна быть строго определенной.

В технической литературе не рассмотрен вопрос о влиянии режима питания на спектр колебания на выходе умножителя, без чего проектирование идеальных умножителей по существу невозможно.

Цель настоящей работы — количественная оценка влияния неточности установки напряжения питания на спектр побочных гармоник на выходе идеального умножителя частоты.

Определим побочные компоненты спектра на выходе идеального умножителя частоты при малых отклонениях ΔE и ΔU напряжения смещения E и напряжения возбуждения U от оптимальных значений, равных соответственно E_0 и U_0 .

Для этого воспользуемся найденной И. В. Басиком [4] зависимостью амплитуды тока I_M на частоте M -й гармоники от напряжения $E + U \cos \omega t$.

$$I_M = 2 \sum_{k=0}^{\frac{N-M}{2}} \frac{1}{k! (M+k)!} \cdot \left(\frac{U}{2}\right)^{M+2k} \cdot \frac{d^{M+2k} i(E)}{dE^{M+2k}},$$

где k — целое число.

Зависимость тока через нелинейное сопротивление умножителя от напряжения смещения

$$i(E) = \sum_{l=0}^N a_l E^l,$$

где l — целое число;

a — параметр характеристики умножителя.

Для вольт-амперной характеристики, отображаемой степенным полиномом, справедливо соотношение

$$\frac{d^{M+2k} \cdot I(E)}{d \cdot E^{M+2k}} = \sum_{l=M+2k}^N l(l-1)(l-2) \dots (l-M-2k+1) a_l E^{l-M-2k} =$$

$$= \sum_{l=M+2k}^N \frac{l!}{(l-M-2k)!} a_l E^{l-M-2k}.$$

Введя новую переменную $q=l-M-2k$, получим:

$$\frac{d^{M+2k} I(E)}{dE^{M+2k}} = \sum_{q=0}^{N-M-2k} \frac{(M+2k+q)!}{q!} \cdot a_{M+2k+q} E^q,$$

откуда

$$I_M = 2 \sum_{k=0}^{\frac{N-M}{2}} \sum_{q=0}^{N-M-2k} \frac{1}{k! (M+k)!} \left(\frac{U}{2}\right)^{M+2k} \frac{(M+2k+q)!}{q!} \cdot a_{M+2k+q} \cdot E^q.$$

Для упрощения последующих вычислений воспользуемся нормированной системой отсчета, установив $E_0=0$, $U_0=1$ и $I_{0N}=1$, где I_{0N} — амплитуда тока полезной N -й гармоники идеального умножителя в оптимальном режиме.

В этом случае для интересующего нас частного вида степенного полинома (полинома Чебышева), отображающего вольт-амперную характеристику идеального умножителя, по данным работы [5] коэффициент

$$a_{N-2j} = \frac{N(N-j)! \cdot 2^{N-2j-1} \cdot (-1)^j}{(N-j)! j! (N-2j)!},$$

но $a_{N-2j-1}=0$,
 причем j принимает значения $0, 1, 2, \dots, \leq N/2$.

Для перехода от известного коэффициента a_{N-2j} к искомому a_{M+2k+q} , приравняем их аргументы

$$N-2j = M+2k+q,$$

откуда

$$j = \frac{N-M-2k-q}{2}.$$

Но тогда

$$a_{M+2k+q} \Big|_{N-M-2k-q=2h} = \frac{N \left[\frac{N+M+2k+q-2}{2} \right]! \cdot 2^{M+2k+q-1} \cdot (-1)^{\frac{N-M-2k-q}{2}}}{(M+2k+q)! \left[\frac{N-M-2k-q}{2} \right]!},$$

$$a_{M+2k+q} \Big|_{N-M-2k-q=2h+1} = 0,$$

где h — любое целое положительное число.

Подставляя найденное значение a_{M+2k+q} в уравнение для I_M в нормированной системе отсчета, получим

$$I_M = 2N \sum_{k=0}^{\frac{N-M}{2}} \sum_{q=0}^{N-M-2k} \frac{\left[\frac{N+M+2k+q-2}{2} \right]! 2^{M+2k+q-1} (-1)^{\frac{N-M-2k}{2}}}{k! (M+k)! 2^{M+2k} q! \left[\frac{N-M-2k-q}{2} \right]!} \Delta E^q U^{M+2k}$$

$M=N-2h-q$

На рис. 1 изображены вычисленные для $N=7$ семейства зависимостей уровня побочных компонентов от амплитуды возбуждения U при $\Delta E=0$, а на рис. 2 — кривые, иллюстрирующие зависимость побочных составляющих от погрешности установки напряжения смещения ΔE в области $-0,1 \leq \Delta E \leq 0,1$, при $U=1$. Дальнейшее расширение исследуемой области практического интереса не представляет.

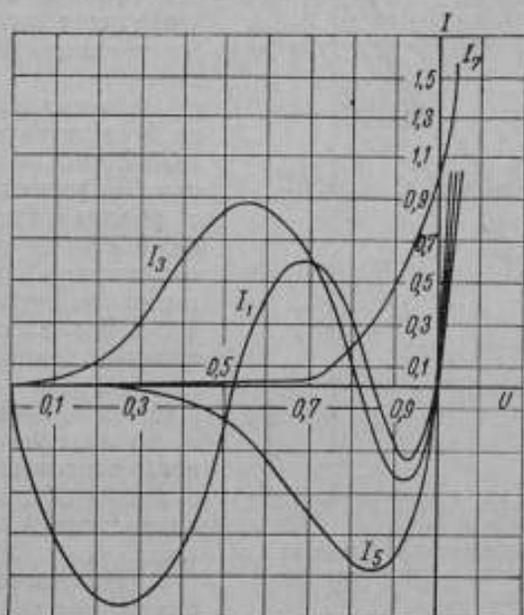


Рис. 1. Зависимость спектра частот от амплитудного возбуждения.

Анализ характеристик рис. 1 и 2, а также ряда аналогичных кривых, вычисленных для иных значений N , позволяет указать на следующие особенности спектра колебания на выходе идеального умножителя частоты гармонического напряжения.

1. Появление побочных гармоник, четность которых совпадает с четностью коэффициента умножения, т. е. $|N-2|$, $|N-4|$ и так далее, связано с неточностью установки амплитуды напряжения возбуждения.

Напротив, отклонение напряжения смещения от оптимального значения обуславливает наиболее быстрый рост побочных гармоник, четность которых противоположна четности полезной гармоники.

Интенсивность побочных компонентов спектра в различной степени зависит от неточности установки питающих напряжений даже в области малых отклонений, причем существенна роль как модуля, так и знака погрешности $\Delta U = U - 1$

2. При изменении амплитуды возбуждения в области $\Delta U > 0$ побочные компоненты нарастают монотонно с ростом ΔU , причем относительная скорость нарастания M -й гармоники $\frac{\Delta I_M(U)}{\Delta U}$ увеличивается по мере уменьшения номера M . Отсюда следует, что наибольшую опасность в

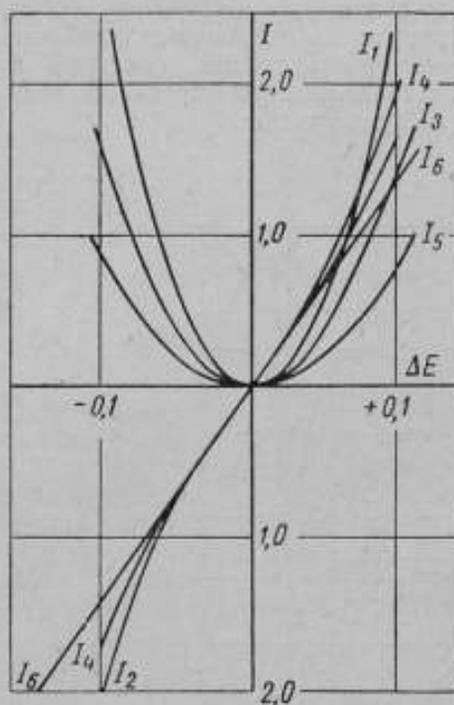


Рис. 2. Зависимость спектра частот от погрешности установки напряжения смещения.

рассматриваемой области представляют: первая гармоника при нечетных значениях N и вторая (или нулевая) — при N четных. В области $\Delta U < 0$ уровень побочных компонентов изменяется немонотонно, причем $(N-2k)$ -я гармоника $k-1$ раз переходит через нуль, k раз изменяя фазу колебаний на 180° .

Значения токов в каждом из k экстремумов монотонно возрастают по мере уменьшения U и увеличения k , причем с ростом k крайние значения напряжения, соответствующие максимумам тока побочных гармоник, смещаются ближе к нулю. В области малых отрицательных отклонений ΔU от нуля быстрее возрастает ближайшая $(N-2)$ -я гармоника, но по мере увеличения вероятного отклонения $|\Delta U|$ номер опасной побочной гармоники перемещается в сторону единицы.

3. Исследование зависимости спектра побочных частот от напряжения смещения позво-

ляет обнаружить, что уровень побочных компонентов не зависит от знака погрешности. В области малых отклонений ΔE гармоники k , четность которых отлична от четности коэффициента умножения, нарастают быстрее других. Относительная скорость нарастания побочных гармоник, одинаковой с N четности, уменьшается с увеличением их номеров. Наибольшую опасность представляет наименьшая по частоте побочная гармоника, четность которой отлична от N .

Произведем количественную оценку уровня побочных компонентов от погрешности установки питающих напряжений в области

$$\Delta U \ll 1 \text{ и } \Delta E \ll 1.$$

Учитывая малость отклонения ΔU и ΔE , допустимо ограничить подсчет суммы по переменной q вычислением ее первого значащего члена, соответствующего $q=1$.

В этом случае

$$I_M = \Delta I_M(E) \Big|_{M=N-2k-1} = 2N \sum_{k=0}^{\frac{N-M-1}{2}} \frac{\left[\frac{N+M+2k-1}{2} \right]! (-1)^{\frac{N-M-2k}{2}} (M+2k)}{k! (M+k)! \left[\frac{N-M-2k-1}{2} \right]!} \Delta E.$$

Физический смысл принятого допущения сводится к пренебрежению влиянием на уровень M -й побочной гармоники составляющих, обусловленных нелинейной зависимостью уровня высших гармонических $(M+2)$, $(M+4)$ и так далее от смещения E . Но отсюда следует, что вычисление тока I_M по приближенной формуле будет тем точнее, чем ближе M к N .

Оценка опасного побочного компонента по приведенному уравнению допустима лишь при малых N , поскольку с ростом N погрешность формулы быстро возрастает.

Для определения побочных частот, образующихся при малых отклонениях напряжения возбуждения, вычислим частный дифференциал функции $I_M = I_M(U)$, а затем перейдем к его приближенному значению $\Delta I_M(U) \approx \delta I_M$ при $\Delta U = \delta U$. Но тогда

$$\begin{aligned} \Delta I_M(U) \Big|_{M=N-2k} = \\ = 2N \sum_{k=0}^{\frac{N-M}{2}} \sum_{q=0}^{N-M-2k} \frac{\left[\frac{N+M+2k+q-2}{2} \right]! 2^{M+2k+q-1} (-1)^{\frac{N-M-2k-q}{2}} (M+2k)}{k! (M+k)! 2^{M+2k} q! \left[\frac{N-M-2k-q}{2} \right]!} \times \\ \times U^{M+2k-1} \Delta E^q \Delta U. \end{aligned}$$

Полагая $\Delta U \ll 1$ и принимая $U^{M+2k-1} = 1$, ограничим вычисление первым значащим членом разложения по q , в данном случае при $q=0$. Но тогда

$$\Delta I_M(U) \Big|_{M=N-2k} = N \sum_{k=0}^{\frac{N-M}{2}} \frac{\left[\frac{N+M+2k-2}{2} \right]! (M+2k) (-1)^{\frac{N-M-2k}{2}}}{k! (M+k)! \left[\frac{N-M-2k}{2} \right]!} \Delta U.$$

Полученная зависимость дает возможность точно оценить уровень опасной побочной составляющей при $\Delta U < 0$ для любых N , а при $\Delta U > 0$ — для N малых.

Для всех $N \neq M$ конечная сумма

$$\sum_{k=0}^{\frac{N-M}{2}} \frac{\left[\frac{N+M+2k-2}{2} \right]! (-1)^{\frac{N-M-2k}{2}} (M+2k)}{k! (M+k)! \left[\frac{N-M-2k}{2} \right]!} = 2$$

при одинаковой четности N и M , а для $N=M$ она равна единице.

Это обстоятельство позволяет существенно упростить расчетные формулы, преобразовав их при $M \neq N$ следующим образом

$$\Delta I_M(E)|_{M=N-2h-1} = 2N \Delta E$$

и

$$\Delta I_M(U)|_{M=N-2h} = 2N \Delta U.$$

Характерно, что приращение тока полезной гармоники ΔI_N менее критично к изменению напряжения возбуждения и совершенно не зависит (в рамках принятого приближения) от неточности установки напряжения смещения, поскольку при $M=N$

$$\Delta I_N(U) = N \Delta U,$$

$$\text{а } \Delta I_N(E) = 0.$$

Поскольку осуществить строго оптимальный режим работы невозможно, то необходимо поставить вопрос об эффективности применения идеального умножителя частоты при заданной погрешности установки (нестабильности) питающих напряжений. Но решить этот вопрос невозможно, не выяснив предварительно цели использования того или иного устройства.

Идеальный умножитель частоты полезен не только в широкополосном, но и в узкополосном тракте аппаратуры, поскольку, помимо малого фазового запаздывания, он обеспечивает и высокий коэффициент преобразования энергии умножаемой частоты на заданную гармонику.

В умножителе, применяемом в широкополосном тракте, необходимо обеспечить такой режим, при котором уровень полезной гармоники был бы, по крайней мере, не ниже уровня любой побочной частоты, т. е. критерием эффективности в рассматриваемом случае может быть установлено соотношение

$$I_N \gg I_M.$$

Зону допусков на питающие напряжения, выделенную приведенным выше неравенством, назовем зоной эффективности в режиме апериодического умножения, обозначив ее $П_{Ea}$.

Критерием эффективности применения идеального умножителя в узкополосном тракте является соотношение

$$I_N \geq I_{M|M=N-1; N-2},$$

определяющее режим, при котором уровень ближайших побочных гармоник не превышает уровня селективируемой частоты.

Соответствующую область допустимых отклонений напряжений питания назовем зоной эффективности в режиме селективного умножения и обозначим $П_{Ec}$.

Точное определение зон эффективности для различных коэффициентов умножения связано с громоздкими вычислениями и вряд ли необходимо. На практике относительная погрешность в оценке зоны порядка 10+15%, как правило, вполне допустима и поэтому в режиме селективного умножения расчет может основываться на использовании приближенных формул для $\Delta I_M(E)$ и $\Delta I_M(U)$. В этом случае при вычислении относительного уровня $(N-1)$ -й гармоники погрешность приближения равна нулю, а при подсчете тока $(N-2)$ -й гармоники она минимальна. Как показывает численный анализ, величина этой погрешности при малых $|\Delta U|$ в области $\Delta U < 0$ колеблется в пределах от 0,15 до 0,35, что позволяет ввести поправочный множитель 1,25 в расчетную формулу, уменьшив погрешность до приемлемых значений.

Допустимое отклонение смещения $\Delta E_{гр}$ легко найти из уравнения $I_M(E) = 1$, поскольку $\Delta I_N(E) = 0$.

Так как в расчете используют нормированные относительно E_0 , U_0 и I_{0N} значения напряжений и токов, то с учетом симметрии зоны относи-

тельно оптимальной величины $E_0=0$, справедливо численное равенство зоны эффективности (по напряжению смещения) и удвоенного граничного отклонения смещения.

Следовательно,

$$P_{E\epsilon} = \frac{1}{N}.$$

Предельный допуск в сторону уменьшения напряжения возбуждения в режиме селективного умножения $\Delta U_{гр.с(-)}$ оценим аналогично предыдущему, но с учетом поправочного множителя и

$$\Delta I_N(U) = 0,$$

$$2N\Delta U_{гр.с(-)} = 1,25 - N\Delta U_{гр.с(-)},$$

откуда

$$\Delta U_{гр.с(-)} = \frac{1,25}{3N} \approx 0,42N^{-1}.$$

Поскольку

$$\Delta U_{гр.с(-)} = \Delta U_{гр.с(+)};$$

$$P_{U\epsilon} \approx \frac{0,84}{N}.$$

Отсюда следует, что в режиме селективного умножения требования к точности установки и поддержания напряжения возбуждения аналогичны требованиям к напряжению смещения.

В режиме аperiodического умножения частоты допуск по напряжению возбуждения в области отрицательных отношений $\Delta U_{гр.с(-)}$ совпадает с вычисленным значением $\Delta U_{гр.с(-)}$, но допустимое увеличение возбуждения $\Delta U_{гр.с(+)}$ отличается от $\Delta U_{гр.с(-)}$ и должно быть уточнено. С учетом необходимой поправки для N , меньших 17, находим $\Delta U_{гр.с(+)} = \frac{5}{N(N^2+5)}$. Следовательно, зона эффективности по напряжению возбуждения в режиме аperiodического умножения частоты равна:

$$P_{U\delta} = \frac{5}{N(N^2+5)} + \frac{0,42}{N} = \frac{1}{N} \left(\frac{5}{N^2+5} + 0,42 \right).$$

Приближенно

$$\delta U \approx \frac{0,42}{N} - \frac{P_{U\delta}}{2} = \frac{1}{10N} \left(2,1 - \frac{25}{N^2+5} \right).$$

Следует отметить, что при одновременной и соизмеримой неточности установки ΔU и ΔE , уровень побочных гармоник равной четности возрастает в области $\Delta U > 0$ и падает в области $\Delta U < 0$, обуславливая необходимость уменьшения напряжения возбуждения от единицы на величину, большую δU .

При $N=2$ зона эффективности по напряжению возбуждения представляет практический интерес лишь при умножении очень низких частот, когда вызывает затруднения отделение умноженной частоты от побочной составляющей постоянного тока (нулевой частоты). На высоких частотах амплитуда напряжения возбуждения ограничена лишь мощностью умножителя.

Зона эффективности по напряжению смещения в режиме аperiodического умножения при $5 \leq N \leq 17$ по данным численного анализа приблизительно равна зоне эффективности по напряжению возбуждения в режиме селективного умножения, т. е.

$$P_{E\delta} \approx P_{U\epsilon} \approx \frac{0,84}{N}.$$

При линейном интерполировании зависимости уровня опасных побочных компонентов спектра от величины отклонения ΔU или ΔE в области соответствующих зон эффективности допустимая погрешность установки питающих напряжений определяется как

$$\Delta U_{\text{доп}} \approx \frac{P_U}{2P_{\text{доп}}}$$

или

$$\Delta E_{\text{доп}} \approx \frac{P_E}{2P_{\text{доп}}}$$

где $P_{\text{доп}}$ — минимально допустимое подавление побочных составляющих, которое приводит лишь к незначительному завышению требований к точности установки и поддержанию оптимального режима питания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Заездный А. М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. Л., Госэнергоиздат, 1961.
2. Müller K. L. Die harmonische Frequenzvervielfachung. «Wiss. Z. Hochschule Electrotechn. Himmelsau», 1962, 8, N 4.
3. Ризкин И. X. Об оптимальных характеристиках нелинейных элементов умножителей частоты. «Радиотехника», 1964, 19, № 7.
4. Басик И. В. Метод определения компонентов тока при воздействии на нелинейную систему суммы синусоидальных напряжений. Сб. научных трудов ЦНИИС МС, Л., 1948.
5. Данилов В. Л., Иванова А. Н., Исакова Е. К., Люстерник Л. А. и др. Математический анализ. Функции, пределы, ряды, цепные дроби. СМБ (Справочно-математическая библиотека). М.—Л., Физматгиз, 1961.

Поступила в редакцию
22/11 1967 г.

О ЦЕПНОЙ СТРУКТУРЕ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ

Синтезатор частоты — это радиоэлектронный прибор, предназначенный для преобразования стабильной частоты $f_{вх}$ в заданную $f_{вых}$ с коэффициентом преобразования $K = \frac{f_{вых}}{f_{вх}}$.

Синтезаторы применяются в метрологической аппаратуре, в квантово-механических стандартах для перехода от периода колебания атомов и молекул к средней солнечной секунде, на радиостанциях Служб времени для преобразования частоты эталона в несущую частоту передатчика и во многих других случаях.

Однако при проектировании синтезатора частот нередко возникают затруднения, так как вопросы расчета синтезаторов в литературе практически не отражены. Ниже изложен метод расчета синтезаторов с фиксированным значением коэффициента преобразования.

В технике частотного синтеза широкое применение нашел метод, наиболее распространенный вариант которого известен в литературе под названием «метода идентичных декад» [1, 2].

Уравнение последовательности частотных преобразований (структуры синтезатора) при этом методе равносильно записи коэффициента преобразования K в системе счисления, основание которой выбрано независимо от $K = \frac{N}{M}$

$$K = n_0 + \frac{1}{m} \left\{ n_1 + \frac{1}{m} \left[n_2 + \dots + \frac{1}{m} \left(n_{\gamma-1} + \frac{n_{\gamma}}{m} \right) \dots \right] \right\},$$

где $n_0, n_1, n_2, \dots, n_{\gamma}, N, M$ — целые числа;

m — коэффициент деления частоты.

Рассматриваемая структура, называемая иногда структурой с переносом порядков, позволяет при изготовлении диапазонных синтезаторов делители и смесители частот во всех разрядах аппаратуры выполнять конструктивно одинаковыми. Если при этом сформировать колебания, частоты которых соответствуют ряду натуральных множителей $n_i, 0 < i < \gamma$ в области $1 \leq n_{i \max} - n_{i \min} \leq m$ в одном структурном подразделении — датчике опорных частот (ДОЧ), соединенном с системой смесителей и делителей посредством γ — разрядного коммутатора [2], то такое построение (рис. 1) в еще большей степени облегчит конструирование синтезатора с перестраиваемым коэффициентом преобразования. В этом случае вместо γ — диапазонных множителей частоты применяют m преобразователей с фиксированной настройкой, а коэффициент K переключают с помощью диодного коммутатора, управляемого постоянным током.

Преимущества такого рода структуры для диапазонных синтезаторов несомненны.

Однако отсюда не следует, что достоинства структуры «с идентичными декадами» сохраняются и для аппаратуры с фиксированным коэффициентом преобразования частоты. Более того, для рассматриваемой группы приборов сомнительна ценность любой структуры, построенной по системе счисления с постоянным основанием m .



Рис. 1. Структура синтезатора с идентичными преобразователями в разрядах.

Очевидно, что для такого построения необходимо в первую очередь представить с требуемой точностью коэффициент K в форме

$$K = \frac{N}{m^l},$$

где N — целое число.

Но порядок структуры такого коэффициента $P = \lg(N \cdot m^l)$ [3] зачастую значительно превышает оптимальное значение P_0 , способствуя увеличению числа каскадов аппаратуры и ухудшению спектрального состава преобразованного колебания.

В работе [3] изложена методика определения оптимального коэффициента преобразования $K_0 = \frac{N_0}{M_0}$ с минимальным значением порядка. Вычислив значение K_0 , естественно перейти к следующему этапу проектирования — к поиску структуры синтезатора, органически соответствующей найденному значению K_0 и поэтому наиболее простой и экономичной.

Этим требованиям соответствует структура, напоминающая по внешнему начертанию систему с идентичными декадами, но отличающаяся от нее тем, что коэффициенты деления в каждом из разрядов и знаки операций в смесителях не заданы заранее, а полностью определяются коэффициентом K_0 , причем коэффициенты умножения частоты во всех звеньях цепи и общее число умножителей в аппаратуре близки к минимуму.

Такую структуру назовем цепной структурой синтезатора частот, приведенной для данного коэффициента.

Уравнение, отображающее последовательность частотных преобразований в этой структуре, в общем случае имеет вид

$$K_0 = n_0 + \frac{1}{m_1} \left\{ n_1 \pm \frac{1}{m_2} \left[n_2 \pm \dots \pm \frac{1}{m_{l-1}} \left(n_{l-1} \pm \frac{n_l}{m_l} \right) \dots \right] \right\}.$$

Полученное выражение нетрудно представить в форме простой дроби

$$K_0 = \frac{\sum_{j=0}^{\gamma-1} \bar{n}_j \prod_{i=j+1}^{\gamma} m_i + \bar{n}_\gamma}{\prod_{i=1}^{\gamma} m_i},$$

где $\bar{n}_0, \bar{n}_1, \bar{n}_2, \dots, \bar{n}_\gamma$ — любые целые числа, а $m_i < m_{i+1}$ при $1 \leq i \leq \gamma$.

Но тогда, числитель оптимального коэффициента преобразования равен:

$$N_0 = \sum_{j=0}^{\gamma-1} \bar{n}_j \prod_{i=j+1}^{\gamma} m_i + \bar{n}_\gamma,$$

а знаменатель:

$$M_0 = \prod_{i=1}^{\gamma} m_i.$$

Если предположить, что последовательность известных (определяемых значением M_0) чисел m_1, m_2, \dots, m_j упорядочена, т. е. произведения $\prod_{i=j+1}^{\gamma} m_i$ коэффициентов деления для каждого j -слагаемого заданы, то оказывается, что уравнение для N_0 — линейное с $\gamma+1$ неизвестным целочисленным коэффициентом $\bar{n}_0, \bar{n}_1, \bar{n}_2, \dots, \bar{n}_\gamma$, причем одно из неизвестных не содержит дополнительного сомножителя, отличного от единицы.

Из теории диофантовых уравнений [4, 5] известно, что такое уравнение разрешимо при любых целых числах $\bar{n}_0, \bar{n}_1, \bar{n}_2, \dots, \bar{n}_{\gamma-1}$ и

$$\bar{n}_\gamma = N_0 - \sum_{j=0}^{\gamma-1} \bar{n}_j \prod_{i=j+1}^{\gamma} m_i.$$

Однако, методы решения этого уравнения, изложенные в известных работах [4 + 6], громоздки и в инженерной практике неудобны. Для выявления закономерностей, позволяющих выработать иную методику решения линейного диофантова уравнения со многими неизвестными, более соответствующую поставленной цели, перенесем все слагаемые уравнения в его левую часть и разделим на коэффициенты деления частоты в последовательности, соответствующей их распределению по звеньям цепной структуры. Тогда уравнение примет вид

$$\bar{n}_0 + \frac{1}{m_1} \left\{ \bar{n}_1 + \frac{1}{m_2} \left[\bar{n}_2 + \dots + \frac{1}{m_\gamma} (\bar{n}_\gamma - N_0) \dots \right] \right\} = 0.$$

Поскольку наибольший интерес представляет случай, когда

$$N_0 \begin{cases} \gg n_j \\ 0 < j < \gamma \end{cases},$$

то полученное выражение целесообразно преобразовать, домножив его на минус единицу и записав в форме

$$\frac{N_0 - \bar{n}_\gamma}{m_\gamma} - \bar{n}_{\gamma-1} \\ \frac{\dots}{m_{\gamma-1}} - \bar{n}_{\gamma-2} \\ \dots \\ \frac{\dots}{m_2} - \bar{n}_1 \\ \frac{\dots}{m_1} - \bar{n}_0 = 0.$$

Анализ уравнения показывает, что цепная структура синтезатора частот может быть определена последовательным подбором коэффициентов умножения. Для этого надо выбрать такой коэффициент \bar{n}_1 в области $n_1 < \bar{n}_1 < n_2$, при котором разность $N_0 - \bar{n}_1$ целиком делится на m_1 — один из возможных коэффициентов деления (из числа сомножителей знаменателя коэффициента преобразования). Далее, необходимо подобрать такой коэффициент \bar{n}_{1-1} , чтобы один из оставшихся (за вычетом m_1) коэффициентов — m_{1-1} , делил нацело разность

$$\frac{N_0 - \bar{n}_1}{m_1} - \bar{n}_{1-1}$$

и так вплоть до последнего коэффициента деления m_1 , из заданного набора сомножителей M_0 и последней операции алгебраического сложения, в результате которой уравнение должно быть приведено к нулю.

В процессе расчета цепной структуры следует иметь в виду, что поскольку соотношение смешиваемых частот в каждом смесителе приближенно соответствует соотношению величин

$$\frac{\frac{n_{j-2}}{m_{j-2}} - \bar{n}_{j-1}}{m_{j-1}} \text{ и } n_j,$$

а знак операции алгебраического сложения обратен знаку перед коэффициентом n_j в уравнении, выбор коэффициентов умножения и деления частоты в каждом звене должен быть сделан с учетом заданного подавления опасных побочных компонентов спектра. Очевидно, что необходимые вычисления удобно выполнять с помощью того же математического аппарата цепных дробей, который был привлечен ранее для определения оптимального коэффициента преобразования проектируемого синтезатора частот [7].

При определении цепной структуры наиболее интересны те решения, в результате которых совпадает большее количество неизвестных коэффициентов умножения. Не исключено, что синтезируемое значение K_0 относится ко множеству таких чисел, для которых цепная структура может быть построена и при единственном

$$|\bar{n}_j|_{0 < j \leq 1} = n,$$

когда все смесители синтезатора соединены по одному из входов.

Рассмотрим, как такая структура связана со значением

$$K_0 = \frac{N_0}{M_0}.$$

Прежде всего следует отметить, что структуру подобного синтезатора можно построить лишь в том случае, когда выбранное значение коэффициента умножения n частоты, подаваемой на общий вход смесителей, равно одному из сомножителей числителя N_0 коэффициента преобразования, не исключая единицы.

Из общего числа простых коэффициентов преобразования со знаменателем, сомножители которого не превышают m_1 , посредством цепной структуры с отличным от единицы значением n могут быть реализованы лишь некоторые коэффициенты, поскольку обычно $n_2 \approx m_1$.

Это обстоятельство не должно ослаблять внимания к рассматриваемому классу синтезаторов, так как, во-первых, структура, совершенно не содержащая умножителей частоты ($n=1$), представляет наибольший

интерес для практики, а, во-вторых, практически любое значение K_0 может быть получено с помощью вырожденной структуры, у которой лишь один — два смесителя не подсоединены непосредственно к общему входу остальных. Это справедливо, потому что линейное диофантово уравнение с двумя и большим числом неизвестных разрешимо при любом значении свободного члена [4 + 6]

Используя подобную структуру цепного синтезатора частот, можно добиться уменьшения числа звеньев при помощи такой группировки простейших сомножителей m_1, m_2, \dots, m_n , при которой коэффициенты деления в каждом из разрядов были бы близки к заданному максимально допустимому отношению смешиваемых частот, а также исследовать возможность применения одинаковой конструкции делителей и смесителей. Естественно, что при этом необходимо тщательно оценить относительную расстройку и порядок опасных побочных компонентов спектра преобразованного колебания, а на этапе проектирования принципиальной схемы и конструкции синтезатора предусмотреть меры, устраняющие опасность образования паразитных связей между звеньями цепи.

Однако вернемся к анализу структуры синтезатора с единичной (опорной) частотой, подаваемой на общий вход смесителей. Возникает вопрос, насколько вероятно, что при данном значении знаменателя коэффициента преобразования M_0 синтезатор с рассматриваемой структурой можно спроектировать.

Знание вероятности существования такой структуры облегчает поиск оптимального решения при высоких требованиях к точности частотного синтеза и стабильности преобразованного колебания за короткие интервалы времени.

Для решения поставленной задачи оценим на интервале

$$0 < K_0 < 2$$

плотность распределения рациональных дробей, для которых цепная схема с общим входом смесителей может быть реализована. Границы области выбраны не случайно — они фиксируют в целых числах возможный диапазон коэффициентов преобразования.

Структуры синтезатора различаются между собой знаками операций смешения частот или распределением делителей частот по звеньям или и тем и другим одновременно. При условии, что все коэффициенты деления — простые числа, а знаменатель

$$M_0 = \prod_{i=1}^D m_i^{\alpha_i},$$

где

$$m_i \leq m_n; \quad \sum_{i=1}^D \alpha_i = \gamma,$$

D — номер максимального простого коэффициента деления в возрастающей последовательности простых чисел, больших 1. Количество вариантов рассматриваемой структуры можно подсчитать как число перестановок γ элементов с повторениями, умноженное на число вариантов распределения знаков в смесителях

$$\Gamma_{\text{стр}} \approx \left[\frac{\gamma!}{\prod_{i=1}^D (\alpha_i!)} \right] 2^{\gamma-1}.$$

В действительности, общее количество вариантов будет несколько больше расчетного значения за счет возможных структур с делением на

составные числа, например 4, 6, 8, 9, 10 или с несколькими каскадами деления частоты в единичном звене.

Однако, если учесть, что предельно допустимое отношение частот, преобразуемых в смесителе, ограничивает коэффициент деления в одном звене и, как правило, не превышает 11, то для практически интересной области $\gamma \gg 1$ погрешность формулы незначительна.

Средняя плотность распределения на исследуемом интервале рациональных дробей со знаменателем M_0 , для которых можно вычислить структуру рассматриваемого типа, определяется как

$$H_{\text{стр}} \approx \frac{\Gamma_{\text{стр}}}{2M_0} = \frac{\left(\sum_{i=1}^D \alpha_i \right)! 2^{\sum_{i=1}^D \alpha_i - 2}}{\prod_{i=1}^D (\alpha_i!) \prod_{i=1}^D m_i^{\alpha_i}}$$

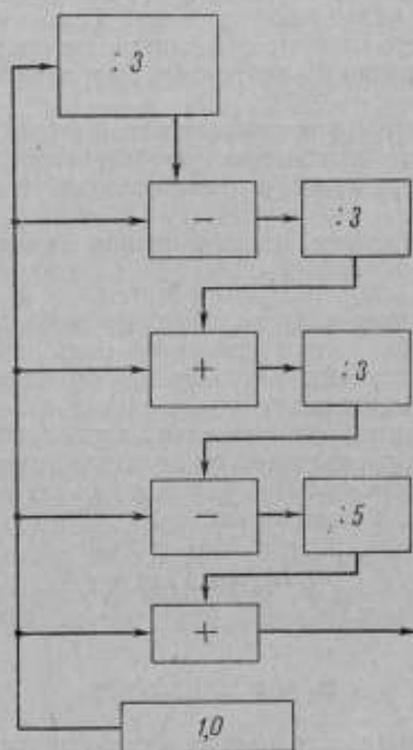


Рис. 2. Цепная структура синтезатора с коэффициентом преобразования

$$K_0 = \frac{119}{135}$$

Пример.

Проверить существование, а при положительном результате вычислить уравнение цепной структуры синтезатора частот с коэффициентом пре-

образования $K_0 = \frac{119}{135}$. Максимальный коэффициент деления не должен превышать пяти.

Решение.

Разложим знаменатель на сомножители

$$135 = 5 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 3 \cdot 1.$$

Числитель оптимального коэффициента — простое число.

Вероятность реализации линейной структуры со знаменателем $M_0 = 135$.

$$H_{\text{стр}} = \frac{4! \cdot 2^2}{3! \cdot 135} \approx 12\%.$$

Методом подстановки проверяем, удовлетворяют ли условия существования искомой цепной схемы. В результате вычисления имеем

$$\frac{\frac{\frac{119+1}{3}-1}{3}-1}{3} + 1}{5} - 1 = 0.$$

Уравнение структуры синтезатора с коэффициентом K_0 принимает вид

$$\frac{119}{135} = 1 + \frac{1}{5} \left\{ -1 + \frac{1}{3} \left[+1 + \frac{1}{3} \left(+1 + \frac{1}{3} (-1) \right) \right] \right\}.$$

Структурная схема синтезатора, полученная после приведения знаков операции в уравнении, изображена на рис. 2.

Таким образом, рассмотренный выше метод расчета позволяет спроектировать наиболее простой синтезатор с переносом порядков, обеспечивающий любой коэффициент преобразования с необходимой точностью при выполнении заданных требований к спектру преобразованного колебания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Wicker. Частотные синтезаторы. GEC Journal, 1965, v, 32, N 2.
2. Stone R. R. Jr and H. F. Hastings. Frequency Synthesizing techniques Permitting Direct control and Rapid Switching IEEE — NASA Symposium on Short — term frequency Stability, 1964.
3. Тайманов Р. Е. Расчет коэффициентов преобразования синтезатора частот. «Труды метрологических институтов СССР», вып. 108 (168), М., Изд-во стандартов, 1969.
4. Серпинский В. О. О решении уравнений в целых числах. Физматгиз, 1961.
5. Бухштаб А. А. Теория чисел. М., Учпедгиз, 1960.
6. Люстерник Л. А., Явновский А. Р. Функции, пределы, ряды, ценные дроби. СМБ, М., Физматгиз, 1961.
7. Тайманов Р. Е. Применение алгоритма Эвклида к анализу и синтезу преобразователей частоты. Тезисы докладов XVII научно-технической конференции, посвященной Дню радио. Л., 1962.

Поступила в редакцию
15/III 1967 г.

НОМОГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ СЛИЧЕНИЯ ЧАСТОТ ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

В службах времени круглосуточно сличают частоты местных генераторов между собой или с частотами, транслируемыми по радио. Биения сравнимых частот непрерывно записываются на самопишущие приборы. В службе времени ВНИИМ биения частот ведущего генератора и образцовых частот, передаваемых радиостанциями РЭС и ГБР (или ГБЗ), записываются на ленту самописца типа Н-371-1, который работает на любой из трех скоростей протяжки ленты (480, 1440 и 4320 мм/сутки).

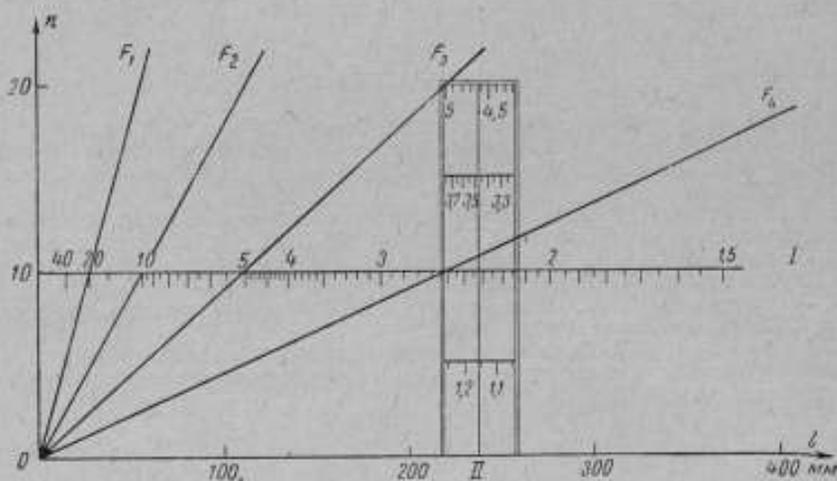
Относительную разностную частоту F_0 генераторов определяют по формуле

$$F_0 = \frac{n}{f_n t}, \quad (1)$$

где n — число биений;

f_n — номинальное значение сличаемых частот, гц ;

t — промежуток времени (сек), содержащий целое число биений.



Номограмма зависимости разностной частоты F_0 местного генератора и транслируемой по радио частоты станции РЭС от длины протяжки ленты l и числа биений n ($F_1=20 \cdot 10^{-9}$, $F_2=10 \cdot 10^{-9}$, $F_3=5 \cdot 10^{-9}$, $F_4=2,5 \cdot 10^{-9}$ гц):

I — шкала для измерения F_0 по десяти биениям, II — измеритель частоты по записи биений за полсутки с примерами шкал для $n=5, 10, 15$ и 20 .

Однако F_0 можно определять и другим способом. При равномерной протяжке ленты промежутки времени t соответствует длине ленты l . Если длину протянутой за сутки ленты обозначим L , то в этом случае 1 мм ее будет соответствовать интервалу времени $86\,400/L$ сек. Таким образом, формула (1) примет вид

$$F_0 = \frac{nL}{f_n \cdot 86\,400} \quad (2)$$

Эту же зависимость F_0 от n , l и L можно выразить в виде номограммы.

На рисунке в качестве примера приведена номограмма сравнения частоты местного генератора с частотой 100 кгц, транслируемой радиостанцией РЕС (протяжка ленты самописца — 480 мм в сутки). При постоянной F_0 запись биений будет равномерной, т. е. с увеличением числа биений длина ленты l пропорционально увеличивается. Зависимость l и числа биений n от F_0 представлена семейством прямых, наклон которых определен разностной частотой.

Для определенного числа биений (например, $n=10$) проведена прямая I (см. рисунок), пересечение которой с семейством прямых F_1, F_2, F_3, F_4 и т. д. дает шкалу для определения разностной частоты генераторов.

При таком методе F_0 определяют с точностью до трех значащих цифр, т. е. чем меньше разностная частота, тем точнее можно определить ее в абсолютных единицах.

Деления шкалы вычисляют по формуле

$$l = \frac{480n}{86\,400f_n F_0} = \frac{0,005556n}{f_n F_0} \quad (3)$$

Целесообразно вычислять шкалу только для $n=1$, так как ее можно применять для измерения частоты по любому числу биений. Разностная частота, полученная при этом по n биениям, соответствует частоте F_0/n , т. е. для определения F_0 измеренную величину нужно умножить на n . Отсюда ясно, что этой же шкалой можно пользоваться для определения частоты по числу биений, равному 10, 100 и т. д., увеличивая соответственно отрицательный показатель степени множителя с основанием 10 (не 10^{-9} , как показано на рисунке, а 10^{-10} и 10^{-11}).

С помощью такой шкалы легко определяют F_0 как за сутки в целом, так и за более короткие промежутки времени, а также во время записи биений, не снимая ленту с самописца.

При изменении скорости протяжки ленты создают другую шкалу. Однако в случае необходимости можно использовать прежнюю шкалу умножив частоту, полученную по измерениям на ней, на число, показывающее, во сколько раз самописец за сутки протягивает больше ленты, чем 480 мм, принятых для составления шкалы.

С января 1966 г. в службе времени ВНИИМ относительные разностные частоты местного эталонного генератора К8 и транслируемые по радио через станции РЕС и ГВЗ определяют с помощью шкал, что значительно быстрее (в 7—10 раз), чем вычисление F_0 по формуле (1). Это дает возможность без большого труда следить за изменением частоты в течение суток, т. е. измерять ее не за сутки в целом, а по частям. Кроме того, при измерении частоты с помощью шкалы можно исключать из измерений участки как с плохой записью, так и те, где транслируемая частота сдвигалась по фазе. Следует отметить, что в этих случаях при вычислении F_0 по формуле (1) возникали трудности.

Значения частоты F_0 , полученные с помощью шкалы и по формуле (1), в самых неблагоприятных случаях расходились только на один процент.

Эти расхождения обусловлены, в основном, неравномерностью протяжки ленты самописцем. Чтобы избежать этого, вместо шкалы можно использовать измеритель II (см. рисунок), с помощью которого частоту определяют с учетом отметок времени на ленте. А именно, фиксированную линию на измерителе совмещают с концом заданного промежутка времени (например, с концом полсуток или суток). Следует заметить, что один и тот же измеритель можно применять для измерения частоты по записи биений на протяжении полсуток и суток, однако, если измеритель рассчитан на полсутки, то при применении его на интервале в сутки нужно брать шкалу не для n , по которым измеряли частоту, а для $n/2$, или полученное значение F_0 разделить на два.

Применение измерителей целесообразно только в случае необходимости учета неравномерности протяжки ленты. Если же протяжка ленты равномерна, следует применять шкалы, так как и выполнение и применение их несколько легче, чем измерителей.

В службе времени ВНИИМ для обработки лент с записями биений частот измерители не применяли, так как погрешности сличений вследствие неравномерности протяжки ленты были значительно меньше, чем погрешности самих частот. Для обработки результатов сличений частот ведущего генератора с транслируемыми по радио частотами станций РЕС и ГБР применяли линейку, на обеих кромках которой нанесены соответствующие шкалы.

Для высокостабильных генераторов, сравнение которых идет непрерывно круглосуточно, данный метод обработки результатов дает значительную экономию времени и, по-видимому, найдет применение в других службах времени.

ВЫСОКООМНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ИМПУЛЬСНЫМ МОДУЛЯТОРОМ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

При разработке усилителей постоянного тока (УПТ) с преобразованием на полупроводниковых приборах, наиболее трудным является получение очень высокого входного сопротивления.

Хорошие показатели в этом отношении имеют УПТ с модулятором на нелинейной емкости $p-n$ -перехода, где измеряемое постоянное напряжение преобразуется в амплитуду или частоту переменного напряжения. Входной ток в этих устройствах определяется запертым $p-n$ -переходом и превышает величину $10^{-9} a$.

Большое входное сопротивление получают при помощи схемы [1], на входе которой включен полупроводниковый диод, проводящий ток только в течение короткого промежутка времени. Поэтому среднее значение входного тока мало и практически ограничивается обратным током диода (около $10^{-9} a$).

Существенно большее входное сопротивление имеет измерительный усилитель постоянного тока*, в котором уменьшается как обратный ток диода, так и постоянная составляющая импульсного тока. В настоящей статье рассматриваются основные характеристики этого усилителя.

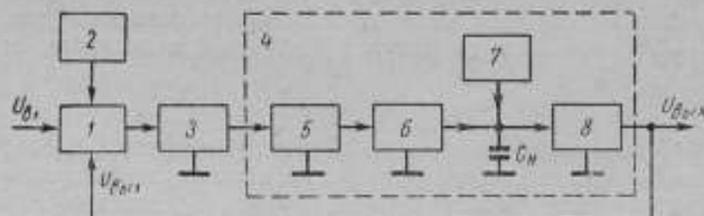


Рис. 1. Блок-схема УПТ:

1 — модулятор; 2 — генератор стробирующих импульсов; 3 — импульсный усилитель; 4 — демодулятор; 5 — амплитудный дискриминатор; 6 — генератор импульсов тока; 7 — источник постоянного тока; 8 — интегрирующий повторитель.

* Вайсбанд М. Д. Устройство для измерения постоянных напряжений. Авт. свид. № 194182. «Бюллетень изобретений», 1967, № 8.

Принцип работы

Усилитель постоянного тока построен по обычной схеме модулятор-усилитель переменного тока — демодулятор (рис. 1). Во входном каскаде происходит модуляция по амплитуде коротких импульсов, поступающих от генератора стробирующих импульсов, разностью входного и выходного напряжений. Импульсы с выхода модулятора усиливаются и преобразуются демодулятором в постоянное напряжение, поступающее на выход УПТ и на модулятор, схема которого дана на рис. 2.

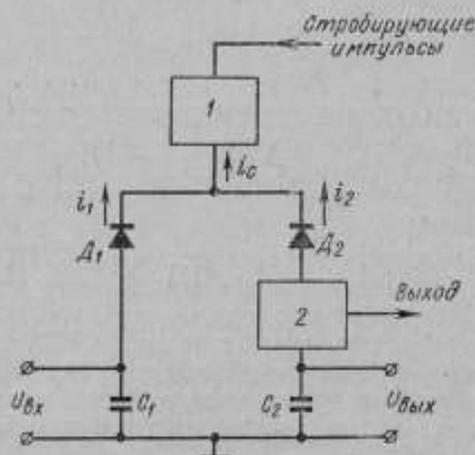


Рис. 2. Модулятор:
1 — формирователь импульсов тока; 2 — RC-цепь.

Отрицательные импульсы тока, сформированные из стробирующих импульсов, подаются на кремниевые диоды D_1 и D_2 в прямом направлении. На анод диода D_1 подают входное напряжение $U_{вх}$, а на D_2 — выходное $U_{вых}$. Так как катоды диодов соединены, очевидно, что во время импульса больший ток идет через тот диод, потенциал анода которого наиболее положителен. Конденсаторы C_1 и C_2 замыкают цепь по переменному току. Если выходное напряжение больше входного $U_{вых} > U_{вх}$, то через диод D_2 идет больший ток, чем через D_1 , т. е. $i_2 > i_1$, и наоборот.

Зависимость тока i_2 в цепи диода D_2 от разности напряжений $\Delta U = U_{вых} - U_{вх}$ показана на рисунке 3, где ток стробирующих импульсов равен

$$i_c = i_1 + i_2. \quad (1)$$

Выходной импульс снимается с RC-цепи, включенной последовательно с диодом D_2 , усиливается и поступает на амплитудный дискриминатор, который срабатывает, если ток в цепи диода D_2 превышает половину тока строга. Таким образом, при $U_{вых} > U_{вх}$ на выходе дискриминатора появляются импульсы с частотой повторения стробирующих импульсов, а при $U_{вых} < U_{вх}$ импульсы отсутствуют.

Выходное напряжение демодулятора определяется напряжением на накопительном конденсаторе C_n (рис. 1), который заряжается от источника постоянного тока и разряжается генератором импульсов тока, запускаемым сигналом с выхода дискриминатора. Если импульсы на выходе дискриминатора отсутствуют ($U_{вых} < U_{вх}$), через конденсатор C_n протекает только постоянный заряжающий ток, при этом напряжение на

нем растет по линейному закону (рис. 4, а). Это изменение напряжения через эмиттерный повторитель передается на выход УПТ и на модулятор. Если $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$, на конденсатор C_n кроме постоянного подаются разряжающие импульсы тока, при этом выходное напряжение уменьшается ступенями (рис. 4, б). В установившемся режиме, когда $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$, срабатывание дискриминатора и разряд накопительного конденсатора про-

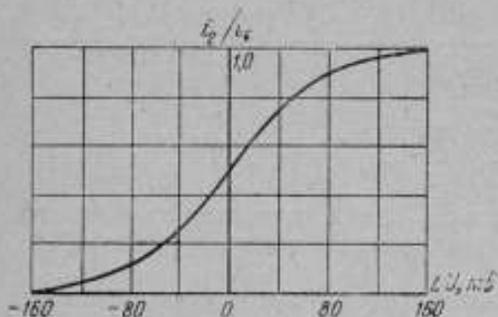


Рис. 3. Статическая характеристика модулятора (показатель экспоненты диодов $a = 25 \text{ в}^{-1}$).

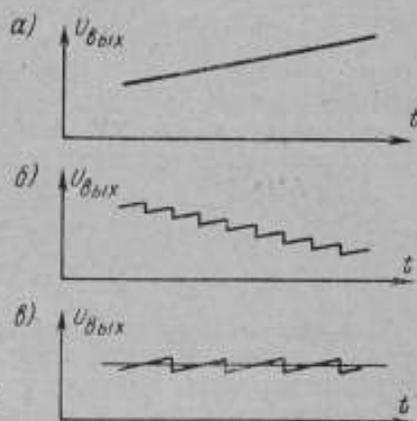


Рис. 4. Форма выходного напряжения: а) $U_{\text{вых}} < U_{\text{вх}}$; б) $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$; в) установившийся режим.

исходят с частотой, необходимой для поддержания неизменного среднего напряжения (рис. 4, в). При этом выходное напряжение пульсирует около некоторого своего среднего значения. Чтобы исключить пульсации, необходимо включить на выходе УПТ фильтр, постоянная времени которого значительно больше периода пульсаций.

При установке нуля по напряжению вход усилителя закорачивают и настройкой дискриминатора добиваются нулевого показания вольтметра постоянного тока, подключенного к выходу усилителя. В режиме измерения постоянная составляющая выходного напряжения равна входному. Если в цепь обратной связи включить делитель напряжения, то обеспечивается усиление по напряжению, которое определяется коэффициентом деления делителя.

Точность измерения напряжения

Как известно, ток через кремниевый диод равен

$$i = i_0 (e^{au} - 1), \quad (2)$$

где i_0 — константа;

a — показатель экспоненты, лежит в пределах $(20 + 40) \text{ в}^{-1}$ [2];

u — напряжение на диоде.

Для практически важного случая $i \gg i_0$ выражение (2) можно упростить:

$$i = i_0 e^{au}. \quad (3)$$

Полагая, что диоды в модуляторе идентичны и пренебрегая падением напряжения на RC -цепи, получим статическую характеристику модуля-

тора — зависимость тока i_2 в цепи диода D_2 от разности напряжений ΔU .

$$\Delta U = u_2 - u_1, \quad (4)$$

$$i_1 = I_0 e^{au_1}, \quad (5)$$

$$i_2 = I_0 e^{au_2}, \quad (6)$$

где u_1, u_2 — падения напряжений на диодах D_1 и D_2 (рис. 2).

Решая уравнения (1, 4, 5), находим искомую зависимость

$$i_2 = \frac{I_c}{1 + e^{-a \Delta U}}, \quad (7)$$

представленную на рис. 3.

Для анализа погрешности измерения выражение (7) преобразуем к виду $\Delta U = \Delta U(i_2)$:

$$\Delta U = \frac{1}{a} \ln \frac{1}{\frac{I_c}{i_2} - 1}. \quad (8)$$

Дискриминатором тока является RC -цепь в сочетании с усилителем импульсов и амплитудным дискриминатором. Обозначим порог срабатывания дискриминатора тока через I_n .

Положим, что стробимпульсы имеют прямоугольную форму, а амплитуда их I_c . Подставляя в выражение (8) $i_c = I_c$ и $i_2 = I_n$, находим условие, при котором $\Delta U = 0$, т. е. выходное напряжение равно входному:

$$I_n = 0,5 I_c. \quad (9)$$

Дифференцируя выражение (8), находим погрешность измерения ΔU , которая с учетом условия (9) равна

$$\Delta U = -\frac{2}{a} \cdot \frac{\Delta I_c}{I_c} + \frac{2}{a} \cdot \frac{\Delta I_n}{I_n}. \quad (10)$$

При минимальном значении показателя экспоненты ($a=20$) каждый процент нестабильности тока стробз или порога срабатывания вызывает абсолютную погрешность в 1 мв.

Неидентичность диодов не вызывает дополнительной погрешности, а приводит к тому, что равенство входного и выходного напряжений имеет место при ином I_n , чем следует из выражения (9). Однако различие температурных коэффициентов параметров диодов вызывает погрешность измерений, если изменяется температура за время работы после установки нуля по напряжению. Подбирая диоды с одинаковыми температурными коэффициентами, общий температурный дрейф усилителя можно сделать достаточно малым.

Входное сопротивление

Входное сопротивление усилителя определяется входным током, который в установившемся режиме складывается из трех составляющих:

$$I_{вх} = \frac{U_{вх}}{R_y} - \frac{\Delta U}{r} + \frac{I_c}{2} \tau f, \quad (11)$$

где R_y — сопротивление утечки входной цепи;

r — динамическое сопротивление диода D_1 в нулевой точке характеристики;

$\frac{I_c}{2}$ — амплитуда импульса тока через D_1 ;

τ, \dot{f}_p — длительность и частота повторения стробимпульсов.

Первая составляющая $I_{вх}$ обусловлена утечками тока во входной цепи усилителя, в частности через проводимость конденсатора C_1 (рис. 2). Значение и знак этой составляющей определяются входным напряжением.

Вторая составляющая $I_{вх}$ — ток через диод D_1 в интервале между импульсами. Значение этой составляющей зависит от динамического сопротивления диода в нулевой точке и дрейфа выходного напряжения. Ориентировочные значения r нескольких современных отечественных кремниевых диодов, наиболее перспективных для использования в описываемом устройстве, приведены в таблице. Дрейф выходного напряжения в несколько милливольт вызывает ток порядка $(10^{-9} + 10^{-11})$ а.

Тип диода	Динамическое сопротивление r Мом	Время жизни дырок $\tau_{p-н}$
Д219А	2,5	100
2Д503	20	(2+3)
Д223А	200	(3+5) 10^2

Третья составляющая $I_{вх}$ представляет собой среднее значение импульсного тока через входную цепь. Так как длительность стробимпульсов τ может быть значительно меньше, чем период стробирования \dot{f}^{-1} , значение этой составляющей во много раз меньше, чем амплитуда тока на входе $I_c/2$. Среднее значение импульсного тока практически не зависит ни от измеряемого напряжения, ни от дрейфа выходного напряжения, поэтому имеется возможность скомпенсировать эту составляющую током, равным по значению, но противоположным по знаку, что удобно осуществить с помощью импульсов тока той же длительности и частоты повторения, что и стробирующие импульсы, как это показано ниже.

Как видно из выражения (11), для уменьшения среднего значения импульсного тока необходимо уменьшать амплитуду стробирующих импульсов I_c , их длительность τ и частоту повторения \dot{f} . Выбор частоты стробирования зависит от конкретных требований к быстродействию усилителя, так как значение \dot{f} определяет полосу воспроизводимых частот.

Длительность стробимпульсов τ ограничена переходными процессами в полупроводниковом диоде при его открывании. Как известно, во время подачи на диод импульса прямого тока напряжение на $p-n$ -переходе устанавливается практически мгновенно, падение же напряжения на сопротивлении толщи базы в первый момент максимально, а затем спадает до установившегося значения за время порядка τ_p (время жизни дырок). В общем случае следует выбирать $\tau > \tau_p$. Значение τ_p для кремниевых диодов приведены в таблице.

Начальное падение напряжения на сопротивлении толщи базы $U_0(0)$ пропорционально величине прямого тока через диод i_{np} [2]:

$$U_0(0) = \frac{i_{np}}{F_{p-n}} \rho w, \quad (12)$$

где F_{p-n} — площадь $p-n$ -перехода;
 ρw — удельное сопротивление и толщина базы.

При малых токах через диод можно пренебречь выбросом напряжения на нем и выбирать $\tau < \tau_p$. Например, для диода Д219А уже при токе в 1 мА величина $U_d(0) = 1,5$ мВ.

Как следует из сказанного, уменьшение амплитуды стробимпульсов ведет к повышению входного сопротивления как непосредственно, так и косвенно, так как меньшей может быть взята длительность стробимпульсов. Погрешность же измерения не зависит от тока стробимпульсов (в пределах экспоненциального участка характеристики диодов). Поэтому амплитуду следует выбирать возможно меньшей — насколько позволяет чувствительность усилителя импульсов.

Результаты эксперимента

Разработан усилитель постоянного тока, который использовался в схеме запоминания напряжения на конденсаторе и для измерения обратных токов полупроводниковых приборов.

Принципиальная электрическая схема модулятора изображена на рис. 5. Формирователь импульсов тока содержит импульсный трансформатор Tr_1 и токозадающий резистор R_1 . Разделительный конденсатор C_3

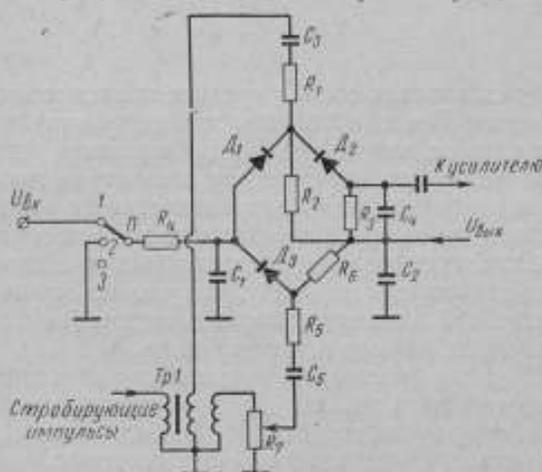


Рис. 5. Принципиальная схема модулятора. Режимы работы: 1 — измерение; 2, 3 — установка нуля по напряжению и току.

и резистор R_2 обеспечивают независимость амплитуды тока строба от значения выходного напряжения. RC -цепь состоит из резистора R_3 и конденсатора C_4 . В зависимости от соотношения постоянной времени RC -цепи и длительности стробимпульсов τ может быть выбран режим индикации или пикового тока ($RC \ll \tau$), или заряда ($RC \gg \tau$). В разработанном усилителе используется режим индикации пикового тока. Резистор R_4 с конденсатором C_1 образуют входной фильтр.

Для компенсации составляющей входного тока, обусловленной стробирующими импульсами, введена цепь D_3, R_5 . Резистор R_6 обеспечивает разряд разделительного конденсатора C_5 . Ток компенсации устанавливают с помощью резистора R_7 , регулирующего амплитуду компенсирующих импульсов тока, имеющих ту же частоту повторения и длительность, что и стробирующие, но противоположную полярность. При установке нуля по току вход усилителя размыкается и регулировкой тока компенсации добиваются минимальной скорости изменения показаний конечного регистрирующего прибора. Неизменность выходного напряжения усилителя означает постоянство напряжения на конденсаторе C_1 , т. е. нулевой ток через него. Предварительная установка нуля по напряжению практически исключает влияние токов утечки и токов, обусловленных дрейфом выходного напряжения.

В разработанном УПТ входной ток не превышает 10^{-9} а, дрейф выходного напряжения меньше 2 мв за час. Диапазон входных напряжений ± 10 в. Параметры стробирующих импульсов: $f=300$ гц, $\tau=100$ нсек, $I_c=150$ мка. Усилитель выполнен полностью на полупроводниковых приборах. В модуляторе используются диоды типа Д219А. Подбор диодов не производился.

Применение кремниевых диодов с большим значением динамического сопротивления r и уменьшение длительности τ и амплитуды I_c стробирующих импульсов могут снизить дрейф входного тока до 10^{-11} а, что существенно меньше, чем при использовании модулятора на нелинейной емкости $p-n$ -перехода; погрешность измерения напряжения в обоих случаях составляет несколько милливольт.

ЛИТЕРАТУРА

1. Weinberg R. C. Modified Ramp Generator Develops High D—C Input Impedance. «Electronics», v. 37, 1964, N 8.
2. Носов Ю. Р. Полупроводниковые импульсные диоды. М., изд-во «Советское радио», 1965.

Поступила в редакцию
5/IV 1967 г.

АНАЛИЗ ЕСТЕСТВЕННЫХ ФЛУКТУАЦИЙ ПОКАЗАНИЙ ГАЛЬВАНОМЕТРИЧЕСКИХ АВТОКОМПЕНСАТОРОВ

Оценка теоретических границ чувствительности тех или иных средств измерений позволяет судить о степени совершенства реализованных конструкций. Кроме того, когда разрыв между этими границами и возможностями аппаратуры становится небольшим, знание физических границ дает возможность правильно формулировать требования к проектируемому прибору. Это относится прежде всего к фотогальванометрическим автокомпенсаторам (ФГА), которые отличаются высокой чувствительностью.

В одной из первых работ, посвященных рассматриваемой проблеме [1], были найдены характеристики флуктуаций магнитоэлектрических гальванометров в виде средних значений квадрата измеряемого тока или напряжения. В дальнейшем эти же результаты были получены другими авторами и стали классическими.

Применительно к ФГА флуктуационный предел чувствительности исследовал Поль [2], который нашел приведенное ко входу значение среднего квадрата напряжения ФГА, причем была учтена инерционность его схемы. Поль рассматривал ФГА с выходом по току, т. е. не учитывал влияния на флуктуации свойств выходного прибора.

Впервые флуктуации ФГА с учетом свойств выходного прибора исследовал В. Н. Мильштейн [3], который кроме того сравнил ФГА с гальванометром и показал, что подобное сравнение правомерно лишь при условии равного времени успокоения сравниваемых приборов. Принципиально важный анализ В. Н. Мильштейна выполнен, однако только для частного случая критического успокоения усилителя и выходного прибора, без учета влияния выходного прибора на вход ФГА и при безинерционной схеме регулирования фотокомпенсатора. Эти ограничения показали целесообразность анализа флуктуаций ФГА в более общем виде с учетом инерционности схемы регулирования и свойств выходного прибора. Для этого общего случая в данной статье последовательно рассмотрены спектральная плотность флуктуаций, их среднее квадратическое значение и средняя частота выбросов за заданный уровень; из общего случая получены характеристики основных частных.

Спектральные характеристики флуктуаций

Рассматриваемые шумы ФГА обуславливаются флуктуационным обменом энергии между прибором и средой, в результате которого возникает э. д. с. теплового шума сопротивлений входной цепи прибора и броуновские колебания подвижной части гальванометра.

В статистической физике доказано, что результирующая реакция реальной измерительной системы не зависит от того, сколько каналов ее взаимодействия со средой может быть выделено и определяется лишь температурой среды и числом степеней свободы системы. Входная цепь ФГА имеет одну степень свободы — поворот подвижной части гальванометра. Поэтому средняя энергия в ее взаимодействии с окружающей средой равна

$$\bar{\epsilon} = 0,5k\Theta,$$

где k — постоянная Больцмана;

Θ — температура среды.

Для последующего анализа целесообразно иметь характеристики рассматриваемых флуктуаций, приведенные ко входу гальванометра. Спектральная плотность $F_E(\omega)$ шума на входе гальванометра [4], выраженная через э. д. с., равна

$$F_E(\omega) = \frac{4sR}{\pi} = \frac{2}{\pi} k\Theta R, \quad (1)$$

где R — сумма сопротивления гальванометра и внешнего относительно гальванометра сопротивления цепи;

ω — круговая частота.

Таким образом, для реального интервала частот спектральная плотность флуктуаций э. д. с. на входе системы постоянна. Очевидно, что выражение для шумов на входе гальванометра и на входе ФГА остается одним и тем же. Спектральная плотность шума на выходе системы $F(\omega)$ связана со спектральной плотностью на входе $F_E(\omega)$ известным соотношением:

$$F(\omega) = F_E(\omega) |\Phi(j\omega)|^2,$$

где $|\Phi(j\omega)|$ — модуль амплитудно-частотной характеристики.

Для ФГА напряжения выходной величины будем считать отклонение указателя выходного прибора. Передаточная функция ФГА применительно к этому случаю выведена в приложении.

Выражение (3а) приложения соответствует частотной характеристике относительно безразмерной частоты

$$\eta = \frac{\omega}{\omega_1},$$

где ω_1 — собственная частота круговых колебаний ФГА.

Так как

$$F(\omega) \Delta\omega = F(\eta) \Delta\eta,$$

то

$$F(\omega) = \omega_1^{-1} F(\eta).$$

Будем считать, что показания выходного прибора отсчитываются в единицах измеряемой величины. Это устраняет из выражения для передаточной функции множитель S_2/R_k (S_2 — чувствительность по току выходного прибора в установившемся режиме; R_k — компенсационное сопротивление). Таким образом, спектральную плотность флуктуаций отклонений указателя выходного прибора $F_{E\epsilon}(\eta)$ можно записать следующим образом:

$$F_{E\epsilon}(\eta) = F_E(\eta) \frac{1}{|[(j\eta)^2 + 2\beta_1(j\eta) + \gamma_0] [1 + \kappa(j\eta)] + 1|} \times \\ \times \frac{1}{|(j\eta)^2 q^2 + 2\beta_2 q(j\eta) + 1| + 2\beta_2 q(j\eta)^2}, \quad (2)$$

где $F_E(\eta) = \omega_1 F_E(\omega) = \frac{2}{\pi} k\theta R \omega_1;$

- $q = \frac{\omega_1}{\omega_2}$ — (ω_2 — собственная частота выходного прибора);
 β_1, β_2 — степени успокоения ФГА и выходного прибора;
 $\kappa = \tau\omega_1$ — (τ — постоянная времени схемы регулирования ФГА);
 ν — коэффициент, характеризующий способ создания β_2 (см. приложение);
 γ_0 — статизм ФГА.

После элементарных преобразований формулу (2) приводим к более удобному виду

$$F_{E\zeta}(\eta) = \frac{F_E(\eta)}{|C_6(j\eta)^6 + C_4(j\eta)^4 + C_3(j\eta)^3 + C_2(j\eta)^2 + C_1(j\eta) + C_0|^2}, \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} C_6 &= \kappa q^2; \\ C_4 &= 2\beta_2 \kappa q + 2\beta_1 \kappa q^2 + q^2; \\ C_3 &= \kappa + 4\beta_1 \beta_2 \kappa q + 2\beta_2 q + 2\beta_1 q^2 + \gamma_0 \kappa q^2; \\ C_2 &= 2\beta_1 \kappa + 4\beta_1 \beta_2 q + 1 + 2\beta_2 q \gamma_0 \kappa + q^2; \\ C_1 &= 2\beta_2 q (1 + \nu) + 2\beta_1 + \gamma_0 \kappa; \\ C_0 &= 1. \end{aligned}$$

При этом было принято, что $\gamma_0 \ll 1$. Из выражения (3) могут быть получены частные. Например, если принять выходной прибор безынерционным, т. е. $q=0$, то формула (3) даст спектральную плотность флуктуаций ФГА с выходом по току F_{EI} . Помечая коэффициенты передаточной функции для этого случая дополнительным индексом 1, имеем $C_{5-1} = C_{4-1} = 0$. Таким образом уравнение (3) принимает вид:

$$F_{EI}(\eta) = \frac{F_E(\eta)}{|C_{3-1}(j\eta)^3 + C_{2-1}(j\eta)^2 + C_{1-1}(j\eta) + C_{0-1}|^2}, \quad (4)$$

причем

$$\begin{aligned} C_{3-1} &= \kappa; \\ C_{2-1} &= 2\beta_1 \kappa + 1; \\ C_{1-1} &= 2\beta_1 + \gamma_0 \kappa; \\ C_{0-1} &= 1. \end{aligned}$$

Раскрывая выражение (4), находим:

$$F_{EI}(\eta) = \frac{F_E(\eta)}{[1 - (1 + 2\beta_1 \kappa) \eta^2]^2 + \eta^2 [2\beta_1 + \kappa (\gamma_0 - \eta^2)]^2}.$$

Для круговой частоты

$$F_{EI}(\omega) = \frac{2}{\pi} k\theta R \frac{1}{\left[1 - (1 + 2\beta_1 \kappa) \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right]^2 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2} \left[2\beta_1 + \kappa \left(\gamma_0 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)\right]^2}. \quad (5)$$

Если, кроме того, схему регулирования считать безынерционной, т. е. $\kappa=0$, то выражение для спектральной плотности приведенных ко входу флуктуаций на выходе будет

$$F_{EI}(\omega) = \frac{2}{\pi} k\theta R \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right)^2 + 4\beta_1 \frac{\omega^2}{\omega_1^2}}. \quad (6)$$

Уравнение (6) совпадает по форме с уравнением для отдельно взятого гальванометра.

Вернемся к ФГА прибору, когда $q \neq 0$, и примем для упрощения $\kappa = 0$. Пометив коэффициенты передаточной функции дополнительным индексом 2, получим уравнение (3) в виде:

$$F_{E2}(\eta) = \frac{F_E(\eta)}{|C_{4-2}(j\eta)^4 + C_{3-2}(j\eta)^3 + C_{2-2}(j\eta)^2 + C_{1-2}(j\eta) + C_{0-2}|^2}, \quad (7)$$

где $C_{5-2} = 0$;

$$C_{4-2} = q^2;$$

$$C_{3-2} = 2\beta_2 q + 2\beta_1 q^2;$$

$$C_{2-2} = 4\beta_1 \beta_2 q + q^2 + 1;$$

$$C_{1-2} = 2\beta_2 q(1 + \nu) + 2\beta_1;$$

$$C_{0-2} = 1.$$

Дальнейшие преобразования формулы (7) так же, как исходного выражения (3), слишком громоздки и здесь нецелесообразны.

Выше были рассмотрены соотношения для автокомпенсаторов напряжения. Подобные же уравнения для автокомпенсаторов тока можно получить, если вместо соотношения (1) исходить из выражения

$$F_I(\omega) = \frac{2}{\pi} k \theta \frac{1}{R}.$$

Таким образом, для автокомпенсаторов тока спектральные плотности флуктуаций выражаются теми же формулами (2—7), если в них вместо $F_E(\eta)$ подставить $F_I(\eta)$, причем

$$F_I(\eta) = \omega, F_I(\omega) = \frac{2}{\pi} \frac{k \theta \omega}{R}.$$

Средние значения квадрата флуктуаций показаний ФГА

Средний квадрат флуктуаций при принятом для спектральной плотности шумов выражении (1) находят по формуле

$$\bar{E}^2 = \int_0^{\infty} F(\omega) d\omega = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) d\omega.$$

Подобные интегралы от выражений типа (3) вычислены в общем виде в работе [5]. Числитель в формуле (3) не зависит от частоты η . Следовательно, коэффициенты при всех степенях η в числителе равны нулю, а свободный член равен единице.

В обозначениях работы [5] коэффициенты уравнения (3) равны:

$$\begin{aligned} b_0 = b_1 = b_2 = b_3 = 0; \quad b_4 = 1; \\ a_0 = jC_5; \quad a_1 = C_4; \quad a_2 = -jC_3; \quad a_3 = -C_2; \\ a_4 = jC_1; \quad a_5 = C_0. \end{aligned}$$

По значениям этих коэффициентов находят интеграл:

$$I_5 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g(\eta) d\eta}{|D(\eta)|^2} = \frac{-a_0 a_1 a_5 + a_0 a_2^2 + a_1^2 a_4 - a_1 a_2 a_3}{2a_5 \Delta_5},$$

где под интегралом стоят многочлены вида:

$$\begin{aligned}
 g(\gamma) &= b_0 \gamma^{2n-2} + b_1 \gamma^{2n-4} + \dots + b_{n-1} \\
 D(\gamma) &= a_0 \gamma^n + a_1 \gamma^{n-1} + \dots + a_n \\
 \Delta_5 &= a_0^2 a_2^2 - 2a_0 a_1 a_3 a_5 - a_0 a_2 a_3 a_5 + a_0 a_2^2 a_4 + a_1^2 a_1^2 + a_1 a_1^2 a_5 - \\
 &\quad - a_1 a_2 a_3 a_4.
 \end{aligned}$$

Тогда, домножив и разделив выражение для \bar{E}^2 на πj , получим

$$\bar{E}_{E1}^2 = F_E(\gamma) \pi j I_5.$$

Подставляя в выражение для I_5 значения коэффициентов $a_0 - a_n$, находим

$$\begin{aligned}
 I_5 &= -j \frac{C_0 C_4 C_5 - C_1^2 C_5 - C_1 C_1^2 + C_2 C_3 C_4}{2C_0 \Delta_5} = \\
 &= -j \frac{C_0 C_4 C_5 - C_1^2 C_5 - C_1 C_1^2 + C_2 C_3 C_4}{2C_0 (-C_0 C_1^2 C_4 + C_1 C_2 C_3 C_4 + 2C_0 C_1 C_1 C_5 - \\
 &\quad - C_1^2 C_1^2 - C_0 C_2 C_3 C_5 - C_1 C_1^2 C_5 - C_1^2 C_1^2)}.
 \end{aligned}$$

Таким образом получаем решение в общем виде:

$$\begin{aligned}
 \bar{E}_{E1}^2 &= 2k\theta R \omega_1 \frac{C_0 C_4 C_5 - C_1^2 C_5 - C_1 C_1^2 + C_2 C_3 C_4}{2C_0 \Delta_5} = 2k\theta R \omega_1 \times \\
 &\times \frac{C_0 C_4 C_5 - C_1^2 C_5 - C_1 C_1^2 + C_2 C_3 C_4}{2C_0 (-C_0 C_1^2 C_4 + C_1 C_2 C_3 C_4 + 2C_0 C_1 C_1 C_5 - C_1^2 C_1^2 - C_0 C_2 C_3 C_5 - C_1 C_1^2 C_5 - C_1^2 C_1^2)}. \quad (8)
 \end{aligned}$$

Анализ выражения (8) представляет очевидные трудности. Однако для каждой схемы, когда все коэффициенты принимают конкретные значения, вычисление \bar{E}_{E1}^2 не представляет труда. Остановимся на отмеченных выше частных случаях. Так как выражения для спектральных плотностей флуктуаций в рассматриваемых частных случаях были найдены, то решение можно получить интегрированием этих выражений. Однако это проще сделать, подставляя в общую формулу (8) соответствующие значения коэффициентов.

ФГА с выходом по току. В этом случае $q=0$ и, следовательно, $C_{5-1} = C_{4-1} = 0$. Значения остальных коэффициентов приведены в формуле (4). Подставляя в уравнение (8) последовательно $C_{5-1} = 0$, а затем $C_{4-1} = 0$, находим

$$\begin{aligned}
 \bar{E}_{E1}^2 &= 2k\theta R \omega_1 \frac{C_{2-1} C_{3-1}}{2C_{0-1} (C_{1-1} C_{2-1} C_{3-1} - C_{0-1} C_{3-1}^2)} = \frac{2\pi k\theta R}{T_{0-1}} \times \\
 &\times \frac{1 + 2\beta_1 x}{[(1 + 2\beta_1 x)(2\beta_1 + \gamma_0 x) - x]}. \quad (9)
 \end{aligned}$$

Подобное соотношение для данного частного случая, хотя и в несколько иной форме, получил Поль [2].

Если $x=0$, то из выражения (9) получаем известное соотношение

$$\bar{E}_{E1}^2 = \frac{\pi k\theta R}{T_{0-1} \beta_1}. \quad (10)$$

ФГА с выходом в виде показаний прибора при $x=0$. В этом случае $C_{5-2} = 0$. Значения других коэффициентов приведены в формуле (7). Из уравнения (8) получаем

$$\bar{E}_{E1}^2 = k\theta R \omega_1 \frac{C_{2-2} C_{3-2} - C_{1-2} C_{4-2}}{C_{0-2} C_{1-2} (C_{2-2} C_{3-2} - C_{1-2} C_{4-2}) - C_{0-2}^2 C_{3-2}^2}.$$

Раскроем полученное выражение. Обозначив числитель знаком V_1 и введя значения коэффициентов из формулы (7), получим

$$V_1 = 2q [\beta_1 q^2 + \beta_2 (4\beta_1^2 - \nu) q^2 + 4\beta_1 \beta_2^2 q + \beta_2].$$

Затем введем $V_2 = C_{0-2} \cdot C_{1-2}$.

$$V_2 = 2 [\beta_1 + \beta_2 q (1 + \nu)].$$

Аналогично примем

$$V_3 = C_{0-2}^2 C_{2-2}^2 = 4q^2 (\beta_2 + \beta_1 q)^2.$$

Составим выражение

$$A = \frac{V_1}{V_1 V_2 - V_3} = \frac{\beta_1 q^2 + \beta_2 (4\beta_1^2 - \nu) q^2 + 4\beta_1 \beta_2^2 q + \beta_2}{2\beta_1 \left[[\beta_1 q^2 + \beta_2 (4\beta_1^2 - \nu) q^2 + 4\beta_1 \beta_2^2 q + \beta_2] \left[1 + \frac{\beta_2}{\beta_1} (1 + \nu) q \right] - \beta_1 q \left(q + \frac{\beta_2}{\beta_1} \right)^2 \right]}. \quad (11)$$

Теперь можно записать окончательное выражение для среднего значения квадрата флуктуаций ФГА прибора:

$$\bar{E}_{E_1}^2 = \frac{\pi k \theta R}{T_{01} \beta_1} \cdot \varphi_1, \quad (12)$$

где $\varphi_1 = 2\beta_1 A$.

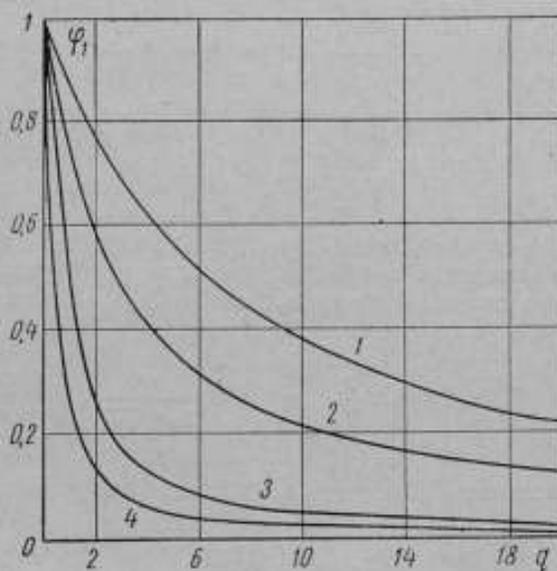


Рис. 1. Зависимость коэффициента φ_1 от q , при $\beta_2 = 1$:
1 — для $\beta_1 = 5$, $\nu = 0$; 2 — для $\beta_1 = 5$, $\nu = 1$; 3 — для $\beta_1 = 0,5$,
 $\nu = 0$; 4 — для $\beta_1 = 0,5$, $\nu = 1$.

Сопоставляя выражения (10) и (12), нетрудно сделать вывод о том, что множитель φ_1 отражает влияние свойств выходного прибора на средний квадрат флуктуаций ФГА.

На рис. 1 показан график зависимости $\varphi_1 = f(q)$ для некоторых конкретных значений β_1 ; β_2 ; ν .

Средний квадрат флуктуаций автокомпенсаторов тока может быть

найден без повторения всех выводов по полученным значениям для ФГА напряжения из соотношения:

$$\overline{I_{\text{гк}}}^2 = \frac{\overline{E_{\text{гк}}}^2}{R^2}.$$

Влияние изменения сопротивления цепи измерений на средний квадрат флуктуаций

У работающего прибора в зависимости от схемы его включения может изменяться только сопротивление цепи R . Однако от R зависит не только β_1 , но и ω_1 , а следовательно, κ и q . Поэтому трансформировать полученные выше формулы так, чтобы ввести в них сопротивление цепи гальванометра, сопряжено со значительным их усложнением. Поэтому ограничимся рассмотрением влияния сопротивления цепи гальванометра на шумы ФГА в простейшем случае, когда $\kappa=0$, $q=0$ и рамка гальванометра не имеет шунтирующего сопротивления.

Используя соотношения (1 а) и (2 а) приложения, составим произведение

$$T_{01}\beta_1 = \frac{\pi\psi^2}{R(W_M + W_{\text{эл}})} = \frac{\pi\psi}{KR_M}(1 - \gamma_0),$$

где

$$\gamma_0 = \frac{W_M}{W_M + W_{\text{эл}}} \quad \text{и} \quad T_{01} = 2\pi \frac{1}{\omega_1}.$$

Таким образом, пренебрегая γ_0 , из уравнения (10) получим

$$\overline{E_{\text{гк}}}^2 = \frac{\pi k \Theta R}{T_{01}\beta_1} = k \Theta \frac{KR_M}{\psi} R. \quad (13)$$

Уравнение (10) справедливо и для отдельно взятого гальванометра. Однако влияние измерения сопротивления цепи на флуктуации показаний гальванометра оказывается иным, чем у ФГА. Для гальванометра известны:

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{I}{W_M}} \quad \text{и} \quad \beta = \frac{\psi^2}{2R\sqrt{IW_M}}.$$

Составим произведение $T_0\beta = \frac{\pi\psi^2}{RW_M}$. Подставив полученное выражение в уравнение (10), получим

$$\overline{E_{\text{гк}}}^2 = \frac{\pi k \Theta R}{T_0\beta} = \frac{k \Theta W_M}{\psi^2} R^2, \quad (14)$$

где $\overline{E_{\text{гк}}}$ — средний квадрат флуктуаций показаний гальванометра, отсчитываемых в значениях э. д. с.

Сопоставление уравнений (13) и (14) показывает, что у ФГА напряжения изменение сопротивления цепи меньше влияет на средний квадрат флуктуаций, чем у отдельно взятого гальванометра.

Для ФГА тока влияние сопротивления цепи измерения выражается более сложной зависимостью

$$\overline{I_{\text{гк}}}^2 = \frac{\overline{E_{\text{гк}}}^2}{R^2} = \pi k \Theta \frac{1}{T_{01}\beta_1 R}.$$

Здесь

$$R = R_r + \frac{R_x(R_x + R_k)}{R_x + R_x + R_k},$$

причем

R_r — сопротивление гальванометра;

R_k — добавочное сопротивление [9];

R_x — внутреннее сопротивление источника тока.

Используя выражения для $W_{\text{в.д}}$ ФГА тока [9], можно получить

$$T_{01} \beta_1 R = \frac{\pi \psi}{K R_k} (R_k + R_x + R_r) \left[1 + \frac{R_r (R_k + R_x)}{R_x (R_k + R_x + R_r)} \right].$$

Таким образом

$$\bar{T}_{II}^2 = k \theta \frac{K R_k}{\psi (R_k + R_x + R_r)} \cdot \frac{R_x}{R_x + \frac{R_r (R_k + R_x)}{R_k + R_x + R_r}}.$$

При

$$R_x \gg \frac{R_r (R_k + R_x)}{R_k + R_x + R_r}$$

влияние изменения R_x на \bar{T}_{II}^2 исчезает; при малых значениях R_x будем иметь $\bar{T}_{II}^2 \approx R_x$.

Выбросы показаний ФГА за заданный уровень

В теории случайных процессов в качестве одной из их характеристик рассматриваются выбросы процесса за заданный уровень. Для выбросов вычисляют среднюю частоту, функции распределения и ряд других характеристик. Ограничимся подсчетом средних частот выбросов, как наиболее простой и вместе с тем весьма важной характеристики.

Для нормального стационарного процесса, каким является процесс флуктуации показаний гальванометров и ФГА, среднюю частоту выбросов \bar{N} за заданный уровень c можно вычислить по формуле, известной из работ [6, 7]:

$$\bar{N} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} f^2 F(f) df}{\sigma^2}} \cdot e^{-0,5\gamma^2}, \quad (15)$$

где f — частота;

σ — среднее квадратическое отклонение случайного процесса;

$\gamma = \frac{c}{\sigma}$ — нормированное значение уровня, выбросы за который вычисляют;

(c — уровень в единицах измерения величины, флуктуации которой исследуются).

Формула (15) соответствует так называемому узкополосному флуктуационному процессу. Однако, как указал В. И. Тихонов [6], при $\gamma \gg 3$ она справедлива и для широкополосных процессов.

Средние квадратические значения у нас найдены. Вычислим теперь числитель подкоренного выражения формулы (15), которое обозначим Z^2 .

$$Z^2 = \int_0^{\infty} f^2 F(f) df = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{\infty} \omega^2 F(\omega) d\omega = \frac{\omega^2}{4\pi^2} \int_0^{\infty} \eta^2 F(\eta) d\eta.$$

Рассмотрим общий случай, когда спектральная плотность помех выражается уравнением (3)

$$Z^2 = \frac{\omega^2 F_E(\gamma)}{4\pi} j \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\gamma^2 d\gamma}{|C_5(j\gamma)^5 + C_4(j\gamma)^4 + C_3(j\gamma)^3 + C_2(j\gamma)^2 + C_1(j\gamma) + C_0|^2}$$

Вновь обратимся к работе [5]. Теперь

$$b_4 = b_2 = b_1 = b_0 = 0; \quad b_3 = 1.$$

Коэффициенты a_i остались те же, что и при выводе формулы (7)

$$I'_5 = \frac{b_3(a_1 a_2 - a_0 a_3)}{2\Delta_5} = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{2\Delta_5} = -j \frac{C_4 C_3 - C_2 C_5}{2\Delta_5};$$

$$Z^2 = \frac{\omega^2 F_E(\gamma)}{4\pi} j I'_5 = \frac{\omega^2 F_E(\gamma)}{4\pi} \cdot \frac{C_4 C_3 - C_2 C_5}{2\Delta_5}.$$

Подкоренное выражение формулы (15) найдем, приняв $\sigma^2 = \bar{E}_{Ez}^2$. С учетом уравнения (8) получим

$$\frac{Z^2}{\bar{E}_{Ez}^2} = \frac{\omega^2}{4\pi^2} \cdot \frac{C_0(C_4 C_3 - C_2 C_5)}{C_0 C_4 C_3 + C_2 C_3 C_4 - C_2^2 C_5 - C_1 C_4^2}.$$

Таким образом, так как $\omega_1 = 2\pi \frac{1}{T_{01}}$, получаем:

$$\bar{N} = \frac{1}{T_{01}} \cdot e^{-0,5\tau^2} \cdot \varphi_2 \quad (16)$$

причем

$$\varphi_2 = \sqrt{\frac{C_0(C_4 C_3 - C_2 C_5)}{C_0 C_4 C_3 + C_2 C_3 C_4 - C_2^2 C_5 - C_1 C_4^2}}. \quad (17)$$

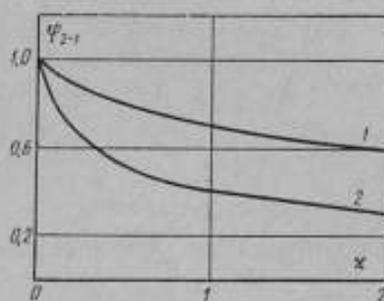


Рис. 2. Зависимость коэффициента φ_{2-1} от x :
1 — для $\beta_1 = 0,5$; 2 — для $\beta_1 = 2,5$.

2. ФГА с выходом в виде показаний прибора при $x=0$.

В этом случае $C_{5-2} = 0$. Остальные коэффициенты приведены в формуле (7).

$$\varphi_{2-2} = \sqrt{\frac{C_{0-2} \cdot C_{3-2}}{C_{2-2} C_{3-2} - C_{1-2} C_{4-2}}} = \sqrt{\frac{\beta_2 + \beta_1 q}{\beta_2 + 4\beta_1 \beta_2 q (\beta_1 + \beta_1 q) - \gamma \beta_2 q^2 + \beta_1 q^2}}. \quad (19)$$

Зависимость коэффициента φ_{2-2} от q при некоторых конкретных реализациях β_1, β_2 и γ показана на рис. 3.

(Значения коэффициентов приведены при формуле (3)).

Остановимся на частных случаях.

1. ФГА с выходом по току. В этом случае $q=0$ и значения коэффициентов даны в формуле (2). Последовательно приняв C_{5-1} и C_{4-1} равными нулю, находим:

$$\varphi_{2-1} = \sqrt{\frac{C_{0-1}}{C_{2-1}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 2\beta_1 x}}. \quad (18)$$

На рис. 2 показана зависимость φ_{2-1} от x при некоторых конкретных значениях β_1 .

3. ФГА с выходом по току при безынерционной схеме. В этом случае $\alpha=0$ и $q=0$ и, как нетрудно заметить по любой из формул (18) или (19), $\varphi_{2-3}=1$.

В этом предельном случае среднюю частоту выбросов определяют из выражения

$$\bar{N} = \frac{1}{T_{01}} e^{-0.5\gamma^2}. \quad (20)$$

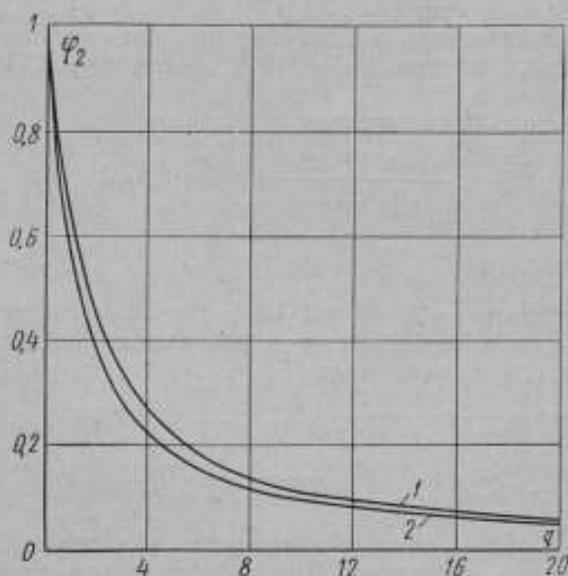


Рис. 3. Зависимость коэффициента $\varphi_{2,2}$ от q , при $\beta_1=0,5$ и $\beta_2=1$: 1 — для $\gamma=0$; 2 — для $\gamma=1$.

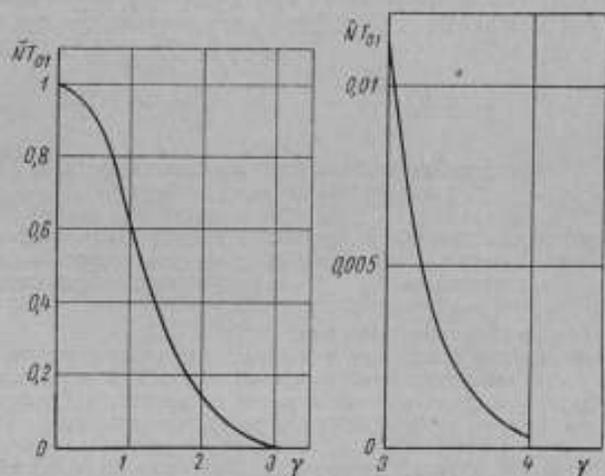


Рис. 4. Зависимость среднего числа выбросов за период $\bar{N}T_{01}$ от нормированного уровня γ .

На рис. 4 показана зависимость среднего числа выбросов за период $\bar{N}T_{01}$ от нормированного уровня γ .

Сопоставление теоретически предельной и достигнутой чувствительности ФГА

Из выпускаемых промышленностью ФГА наибольшей чувствительностью обладает Ф118 [8] с ценой деления $1 \cdot 10^{-9}$ в. При нулевом внешнем сопротивлении прибор имеет $T_{01} = 0,3$ сек, $\beta_1 = 8$, $T_{02} = 0,8$ сек, $\beta_2 = 1$, $\nu = 0$. Сопротивление гальванометра $R_g = 20$ ом. Инерционностью схемы можно пренебречь, приняв $\kappa = 0$.

Найдем характеристики шумов этого прибора в режиме с минимальным внешним сопротивлением $R = 20$ ом. Имеем $q \approx 2,5$. По формуле (3) находим $\varphi_1 = 0,81$.

Тогда по уравнению (2) вычисляем

$$\bar{E}_{\text{гг}}^2 = \frac{\pi \cdot 4 \cdot 10^{-21} \cdot 20}{8 \cdot 0,3} \cdot 0,81 = 8,1 \cdot 10^{-20} \text{ в}^2$$

и

$$\bar{E}_{\text{гг}} = 2,9 \cdot 10^{-10} \text{ в.}$$

При этом принято $\bar{e} = 0,5 k\theta = 2 \cdot 10^{-21}$ Дж, что соответствует $\theta = 293^\circ \text{K}$.

Среднюю частоту выбросов за одно деление находим по формуле (16). Предварительно по формуле (19) вычисляем $\varphi_2 = 0,11$; $c = 1 \cdot 10^{-9}$ в.

Следовательно, $\gamma = \frac{1 \cdot 10^{-9}}{2,9 \cdot 10^{-10}} = 3,5$. Теперь находим

$$\bar{N} = \frac{0,11}{0,3} e^{-0,5 \cdot 3,5^2} = \frac{0,11}{0,3} \cdot 0,0022 = 8 \cdot 10^{-4} \text{ выбросов/сек.}$$

Это означает, что за одно деление шкалы прибора выброс в среднем должен происходить за 20 мин. Для лабораторного прибора такой результат можно считать вполне удовлетворительным.

Однако в действительности прибор при приведенных параметрах имел гораздо большие флуктуации, и для их подавления степень успокоения была увеличена примерно в три раза. Это показывает, что чувствительность рассмотренного прибора ограничивают не естественные флуктуации, а помехи.

Приложение

Передачная функция фотогальванометрического автокомпенсационного прибора

Полная структурная схема ФГА приведена на рис. 5, где обозначены входные и выходные величины: E_x — э. д. с. на входе ФГА; α — угол поворота подвижной части гальванометра; I — ток на выходе ФГА; E_x — напряжение, подаваемое с выхода звена Z на вход ФГА; ξ — угол поворота подвижной части выходного прибора; E_z — э. д. с. на входе ФГА, вызванная выходным прибором.

По сравнению с обычно рассматриваемыми структурными схемами ФГА здесь учитывается, что в рамке выходного прибора при движении наводится э. д. с., которая вызывает ток, протекающий через компенсационное сопротивление (сопротивление обратной связи). Таким образом, выход прибора оказывается связанным со входом автокомпенсатора.

Общая передачная функция звеньев 1, 2, 3 известна [9]. Пренебрегая статизмом ФГА γ_0 по сравнению с единицей и считая схему регулирования ФГА инерционным звеном первого порядка с постоянной времени τ , передачной функции ФГА $\Phi_{11}(s)$ можно придать вид

$$\Phi_{11}(s) = \frac{I(s)}{E_x(s)} = \frac{1}{R_x} \cdot \frac{1}{\left(\frac{s^2}{\omega_1^2} + 2\beta_1 \frac{s}{\omega_1} + \gamma_0 \right) (1 + \tau s) + 1}$$

где $I(s)$ и $E(s)$ — изображения тока ФГА на выходе и э. д. с. (на его входе);
 s — параметр преобразования Лапласа;
 R_K — компенсационное сопротивление;
 ω_1, β_1 — круговая частота собственных колебаний и степень успокоения ФГА.
 Параметры ω_1 и β_1 вычисляют по формулам:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{W_M + W_{эл}}{J}}, \quad (1a)$$

$$\beta_1 = \frac{\psi^2}{2R\sqrt{I(\omega_M + \omega_{эл})}}, \quad (2a)$$

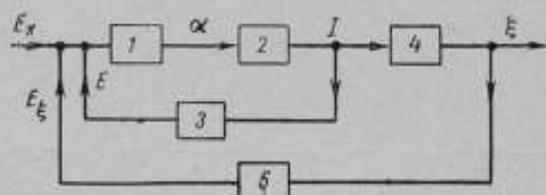


Рис. 5. Структурная схема гальванометрического автокомпенсирующего прибора:

1 — гальванометр и его входная цепь; 2 — схема регулирования вместе с преобразователем угла поворота подвижной части гальванометра в электрическую величину; 3 — звено обратной связи; 4 — выходной прибор; 5 — звено, учитывающее влияние выходного прибора на вход ФГА.

где ψ, J, W_M — потокосцепление, момент инерции и удельный противодействующий момент упругих элементов гальванометра;

$W_{эл} = \frac{\psi K R_K}{R}$ — удельный электрический противодействующий момент;

K — коэффициент преобразования схемы регулирования.

Выходной прибор в принятой схеме является измерителем тока. Его передаточная функция имеет вид:

$$\Phi_{EI}(s) = \frac{\xi(s)}{I(s)} = S_2 \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_2^2} + 2\beta_2 \frac{s}{\omega_2} + 1},$$

где $\xi(s)$ — угол поворота указателя выходного прибора;

ω_2 и β_2 — круговая частота и степень успокоения выходного прибора;

S_2 — чувствительность по току выходного прибора в установившемся режиме.

Перейдем к звену 5 рис. 5. Э. д. с. E_{ξ} , вводимая во входную цепь ФГА, равна

$$E_{\xi} = R_n i,$$

где i — ток, генерируемый во входной цепи рамкой выходного прибора из-за ее движения;

$$i = \frac{\psi_2}{\Sigma R_n} \cdot \frac{d\xi}{dt},$$

где ΣR_n — общее сопротивление, на которое замкнута рамка выходного прибора;

ψ_2 — потокосцепление рамки.

Приведенные очевидные соотношения позволяют записать уравнение для передаточной функции звена:

$$\Phi_{\xi E} = \frac{E_{\xi}(s)}{\xi(s)} = \frac{R_n \psi_2}{R_n} s.$$

где $E_{\xi}(s)$ — изображение э. д. с. во входной цепи, наведенной выходным прибором. Полученное выражение можно преобразовать к виду

$$\Phi_{\xi E}(s) = 2\nu\beta_x \frac{s}{W_2} \cdot \frac{R_k}{S_2}$$

где $\nu = \frac{\beta_x}{\beta_2}$, $\beta_x = \frac{\psi^2}{2\Sigma R_n \sqrt{I_2 W_2}}$, причем

I_2 и W_2 — момент инерции и удельный противодействующий момент выходного прибора. Коэффициент ν показывает, какую часть β_x от общего успокоения выходного прибора β_2 создают рабочие витки рамки.

Если $\nu=1$, то все успокоение создается рабочими витками, при $\nu=0$ оно создается независимо от них. Таким образом $0 < \nu < 1$.

Теперь составим общую передаточную функцию ФГА:

$$\Phi_{E\xi}(s) = \frac{\xi(s)}{E_x(s)} = \frac{\Phi_{EI}(s) \Phi_{E\xi}(s)}{1 + \Phi_{EI}(s) \Phi_{I\xi}(s) \Phi_{\xi E}(s)} = \frac{S_2}{R_k} \times$$

$$\times \frac{1}{\left[\left(\frac{s^2}{\omega_1^2} + 2\beta_1 \frac{s}{\omega_1} + \gamma_0 \right) (1 + \tau s) + 1 \right] \cdot \left(\frac{s^2}{\omega_2^2} + 2\beta_2 \frac{1}{\omega_2} + 1 \right) + 2\nu\beta_2 \frac{s}{\omega_2}}$$

Перейдем к безразмерному параметру $p = \frac{s}{\omega_1}$:

$$\Phi_{E\xi}(p) = \frac{\xi(p)}{E_x(p)} = \frac{S_2}{R_k} \times$$

$$\times \frac{1}{[(p^2 + 2\beta_1 p + \gamma_0)(1 + \tau p) + 1][q^2 p^2 + 2\beta_2 q p + 1] + 2\nu\beta_2 q p}$$

где $\tau = \tau\omega_1$ и $q = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{T_{02}}{T_{01}}$;

$$T_{01} = 2\pi \frac{1}{\omega_1} \quad \text{и} \quad T_{02} = 2\pi \frac{1}{\omega_2}$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Ising G. Annalen der Physik, 1931, В. 8, Н. 5.
2. Pohl H. Z. angen. Physik, 10 (1958), N 3.
3. Мильштейн В. Н. Энергетические соотношения в электроизмерительных приборах. М.—Л., Госэнергоиздат, 1960.
4. Лебедев В. Л. Случайные процессы в электрических и механических системах. М.—Л., Физматгиз, 1958.
5. Джеймс Х., Никольс Н., Филлипс Р. Теория следящих систем. М., Изд-во иностранной литературы, 1951.
6. Тихонов В. И. Выбросы случайных процессов. УФН (успехи физических наук) т. 77, вып. 3 (июль), М., АН СССР, 1962.
7. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М., изд-во «Советское радио», 1966.
8. Волков Ю. П. и др. Повышение чувствительности фотогальванометрических компенсационных приборов. «Измерительная техника», М., 1966, № 6.
9. Куликовский Л. Ф., Мелик-Шахназаров А. М., Рабинович С. Г. Селибер Б. А. Гальванометрические компенсаторы. М.—Л., изд-во «Энергия», 1961.

Поступила в редакцию
20/X 1967 г.

РЕФЕРАТЫ СТАТЕЙ, ОПУБЛИКОВАННЫХ В СБОРНИКЕ

УДК 380(092)

БЕНЦИОН ЕФИМОВИЧ РАБИНОВИЧ

*Труды метрологических институтов СССР,
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 5*

Статья посвящена памяти видного метролога, кандидата технических наук, члена КПСС с 1945 г. Б. Е. Рабиновича.

Приведены основные этапы его деятельности во Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии им. Д. И. Менделеева как ученого, администратора и общественного деятеля.

УДК 621.317.725.089.6 : 621.38

СПОСОБ ГРАДУИРОВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ
ВОЛЬТМЕТРОВ ПРИ ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ
С ПОМОЩЬЮ ИЗМЕРИТЕЛЯ МОЩНОСТИ
И ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

*В. В. Крестовский, Б. Е. Рабинович, А. М. Федоров
Труды метрологических институтов СССР,
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 7-12*

Описан новый способ градуировки электронных вольтметров в диапазоне с. в. ч. с помощью измерителя мощности и фазовращателя. Показано, что наибольшая возможная погрешность градуировки в зависимости от применяемой образцовой аппаратуры и частоты не превышает $2,5 \div 7\%$.

Таблиц 1, иллюстраций 5, библиографий 7.

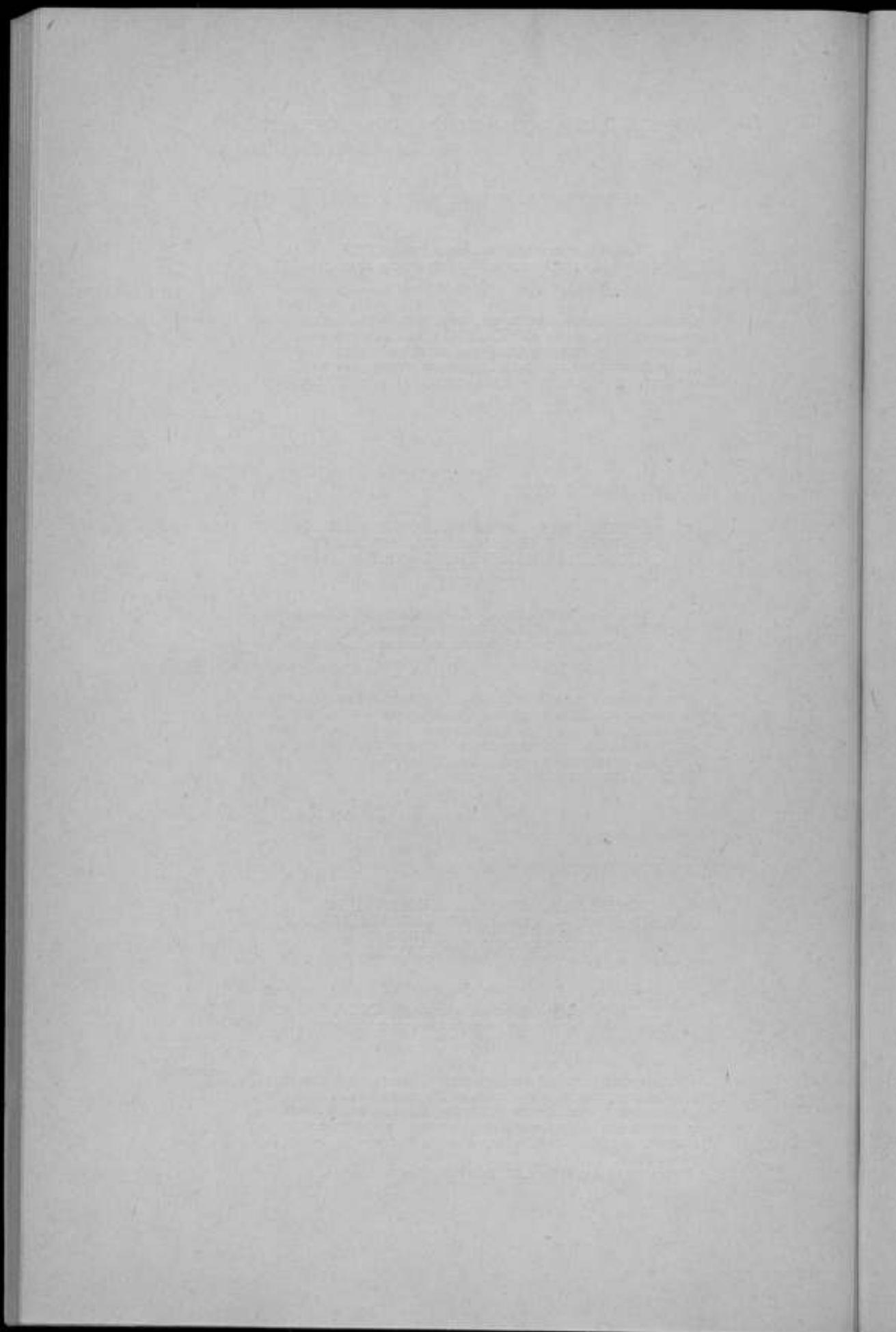
УДК (621.317.725.027.8 : 621.38).089.68

СПОСОБ ГРАДУИРОВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ
ВОЛЬТМЕТРОВ С ПОМОЩЬЮ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ,
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЛИНИИ
И ИЗМЕРИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

*А. М. Федоров
Труды метрологических институтов СССР,
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 13-16*

Описан новый способ градуировки электронных вольтметров в диапазоне с. в. ч. с помощью фазовращателя, измерительной линии и измерителя мощности. Показано, что наибольшая возможная погрешность градуировки в зависимости от применяемой образцовой аппаратуры и частоты не превосходит $1 \div 13\%$.

Таблиц 1, иллюстраций 2, библиографий 3.



УДК 621.317.727.4.088

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЯ
ОСЛАБЛЕНИЯ МЕТОДОМ
МОДУЛИРОВАННОЙ ПОДНЕСУЩЕЙ

А. А. Осейко, О. В. Стопкина

*Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 17—27*

На основании анализа частных погрешностей измерения ослабления методом модулированной поднесущей рассчитаны наибольшие возможные погрешности.

Приведены результаты измерений ослабления на макете установки и сделан вывод, что применение метода модулированной поднесущей с одновременным уменьшением погрешности рассогласования дает возможность измерять ослабление 50 дБ в коаксиальном тракте с погрешностью, не превышающей $\pm 0,05$ дБ.

Таблиц 4, иллюстраций 7, библиографий 4.

УДК 621.317.727.4

УМЕНЬШЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ РАССОГЛАСОВАНИЯ
ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ОСЛАБЛЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ
НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ
И ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

А. А. Осейко

*Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 28—36*

Приводится анализ метода уменьшения погрешности рассогласования с помощью фазовращателей и направленных ответвителей.

Показано, что, используя фазовращатели или направленные ответвители, можно снизить погрешность рассогласования до 5—10 сотых долей децибела. При комбинированном их использовании эта погрешность уменьшается еще в несколько раз.

Иллюстраций 6, библиографий 4.

УДК 536.62.088.6

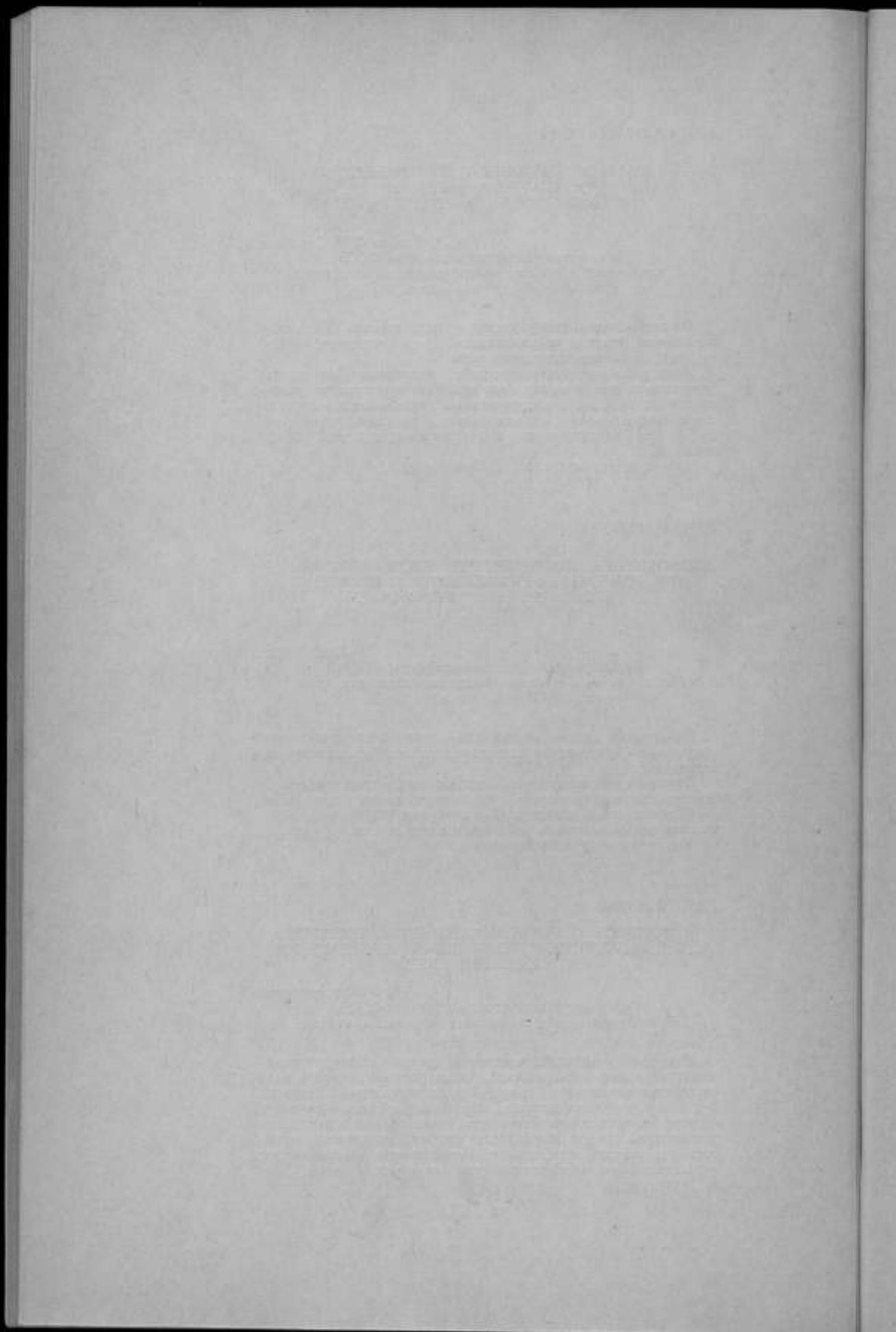
К ВОПРОСУ О ПОГРЕШНОСТИ КАЛОРИМЕТРОВ
С. В. Ч. В СЛЕДСТВИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ
ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

В. И. Кружимовский

*Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 37—41*

Калориметр, имеющий пассивную систему термостатирования, представлен электрической эквивалентной схемой в виде каскадного соединения емкостей и сопротивлений. Найдены функции переходного процесса для одноконтурного и двухконтурного пассивных термостатов при скачкообразном изменении температуры среды. Выведенные соотношения дают возможность рассчитать наибольшую погрешность калориметров вследствие флуктуаций температуры окружающей среды.

Иллюстраций 4.



УДК 621.317.784.7

ТЕРМИСТОРНЫЙ И БОЛОМЕТРИЧЕСКИЙ МОСТ
ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ И ОТНОШЕНИЯ
МОЩНОСТЕЙ С ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТЬЮ

Т. Б. Морозова, А. И. Смирнов
Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 42—52

В статье приведено описание схемы, принцип действия и техническая характеристика термисторного (боллометрического) моста с автоматическим регулированием тока терморезистора и прямым отсчетом измеренной величины — мощности или отношения мощностей с. в. ч. колебаний, поглощенных в терморезисторе.

Таблиц 1, иллюстраций 2.

УДК 621.317.382.015.33

МЕТОДИКА ПОВЕРКИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ
ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ В ДИАПАЗОНЕ
ЧАСТОТ ДО 2000 Мгц

Е. И. Стрелкова, Г. П. Телитченко
Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 53—63

В статье излагается методика и аппаратура для поверки измерителя большой импульсной мощности типа МЗ-7.

Иллюстраций 9, библиографий 9.

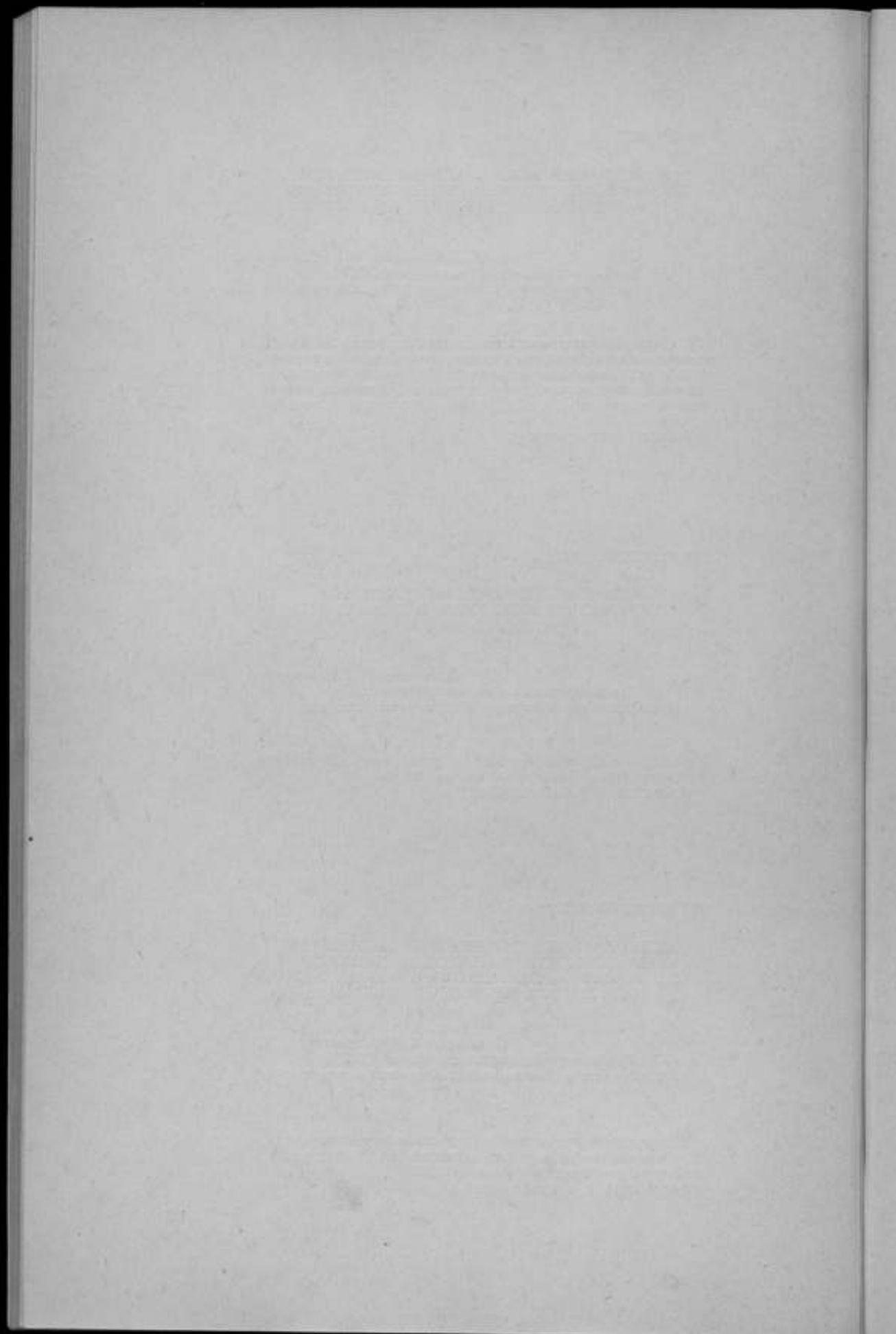
УДК 621.317.726 : 621.385

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ВСЛЕДСТВИЕ
ИНЕРЦИОННОСТИ ЭЛЕКТРОНОВ ДИОДНОГО
ВОЛЬТМЕТРА, ВСТРОЕННОГО В ИЗМЕРИТЕЛЬ
ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ ТИПА МЗ-9

Телитченко Г. П., Стрелкова Е. И.
Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 64—69

В статье даны результаты исследования погрешности вследствие инерционности электронов диода 6Д13Д электронного вольтметра в измерителе мощности МЗ-9.

Библиографий, 5, иллюстраций 4



УДК 621.317.7.65.3

СПОСОБ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ
РАССОГЛАСОВАНИЯ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ
ОПОРНОГО ЗНАЧЕНИЯ МОЩНОСТИ
ГЕНЕРАТОРОВ СТАНДАРТНЫХ СИГНАЛОВ

Е. И. Стрелкова

*Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 70—77*

Рассматривается устройство, состоящее из двух последовательно включенных направленных ответвителей, позволяющее уменьшить погрешность рассогласования при измерении опорного значения мощности генераторов стандартных сигналов.

Библиографий 3, иллюстраций 1.

УДК 621.374.4

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ
АПЕРИОДИЧЕСКИХ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ
(Обзор)

Р. Е. Тайманов, В. В. Романенко

*Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 78—88*

В статье разработана классификация и дан критический обзор методов реализации умножителей частоты с вольт-амперной характеристикой, описываемой полиномом Чебышева.

Библиографий 29, иллюстраций 10.

УДК 621.374.4

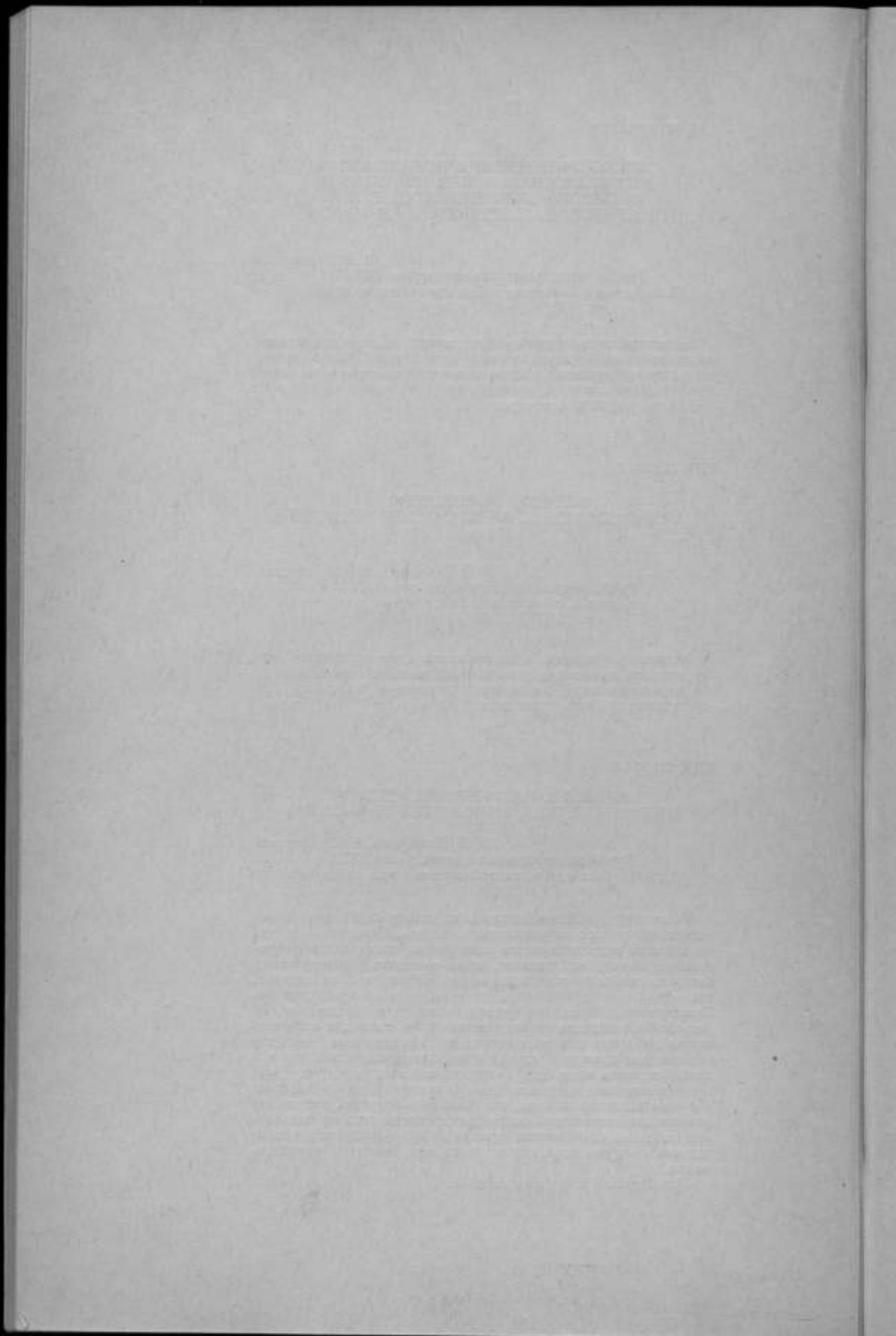
ВЛИЯНИЕ НАГРУЗКИ НА СПЕКТР
АПЕРИОДИЧЕСКИХ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

В. В. Кочугуров, Р. Е. Тайманов

*Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 89—98*

Рассмотрено влияние нагрузки на спектр колебания на выходе аперидического умножителя частоты. Отмечено, что при воздействии синусоидального напряжения оптимальной амплитуды на нелинейный элемент, вольт-амперная характеристика которого отображается полиномом Чебышева N -го порядка, ток в цепи содержит только N -ую гармонику входного сигнала. Подсоединение нагрузки, необходимой для работы любого устройства, искажает характеристику цепи, приводит к образованию побочных нечетных гармоник. Исследованы наиболее важные для практики случаи умножения частоты в два и в любое нечетное число раз. Теоретический анализ проведен при кусочно-линейной аппроксимации характеристики умножителя и формы входного сигнала, что позволило получить достаточно точную количественную оценку зависимости степени подавления побочных компонентов спектра от нагрузки. Экспериментальная проверка показала приемлемость принятой аппроксимации.

Иллюстраций 5, библиографий 5.



УДК 621.374.4

О РЕЖИМЕ ПИТАНИЯ АПЕРИОДИЧЕСКИХ
УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Р. Е. Тайманов, В. В. Кочугуров

*Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 99—106*

В работе дана количественная оценка влияния неточности установки напряжения питания на спектр побочных гармоник на выходе апериодического умножителя частоты. Рассмотрен вопрос об эффективности применения подобного умножителя при заданной погрешности установки (нестабильности) питающих напряжений.

Иллюстраций 2, библиографий 6.

УДК 621.372.061.4

О ЦЕПНОЙ СТРУКТУРЕ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ

Тайманов Р. Е.

*Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 107—113*

Рассмотрена структура синтезатора частот с числом каскадов, близким к минимальному, и предложена методика ее расчета. Показана возможность построения структуры, не требующей применения умножителей частоты при реализации заданного коэффициента преобразования.

Библиографий 7, иллюстраций 2.

УДК 621.373.1 : 53.087.6

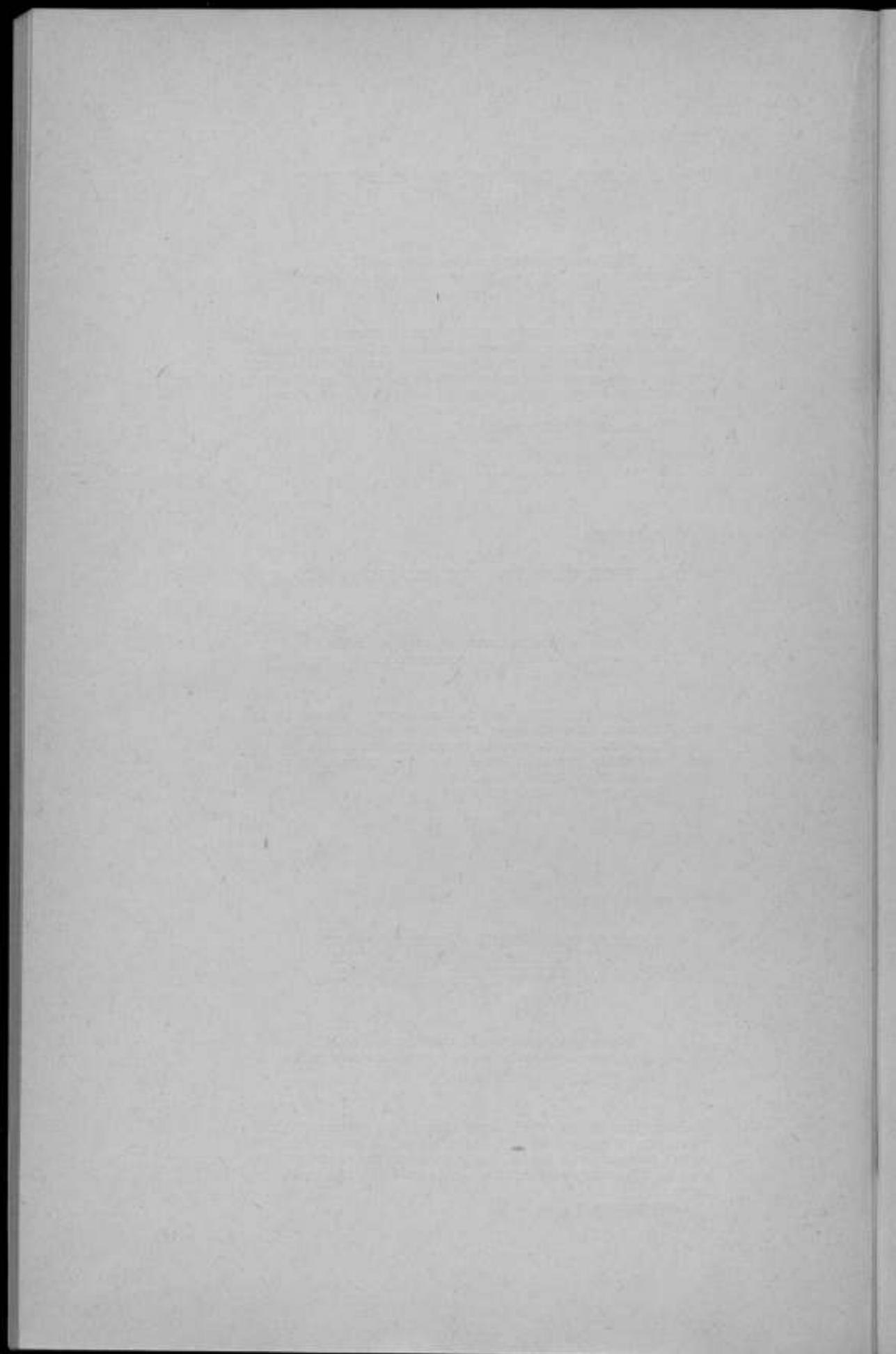
НОМОГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ
РЕЗУЛЬТАТОВ СЛИЧЕНИЯ ЧАСТОТ
ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Л. А. Соловьева

*Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 114—116*

Предложен метод определения разностной частоты двух генераторов по числу биевний и длине ленты, на которой записаны эти биевния. Этот метод значительно снижает затраты времени на обработку результатов сличения без снижения их точности.

Иллюстрация 1.



ВЫСОКООМНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ
ПОСТОЯННОГО ТОКА С ИМПУЛЬСНЫМ
МОДУЛЯТОРОМ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
ДИОДАХ

М. Д. Вайсбанд

*Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 117—123*

В статье описан усилитель постоянного тока (УПТ), содержащий модулятор, усилитель переменного тока и демодулятор. Модулятор выполнен в виде ключа на двух встречно включенных кремниевых полупроводниковых диодах, к средней точке которых подводят стробирующие импульсы тока с высокой скважностью, что обеспечивает высокое входное сопротивление усилителя. Для уменьшения составляющей входного тока, обусловленной стробимпульсами, введена цепь компенсации по току, а для исключения влияния обратного тока полупроводникового диода использована автокомпенсационная схема измерения. В статье рассмотрены факторы, определяющие входное сопротивление усилителя; анализируется погрешность измерения. В разработанном УПТ входной ток не превышает 10^{-9} а, дрейф выходного напряжения меньше 2 мВ за час, пределы входного напряжения ± 10 в. Показана возможность уменьшения входного тока до 10^{-11} а.

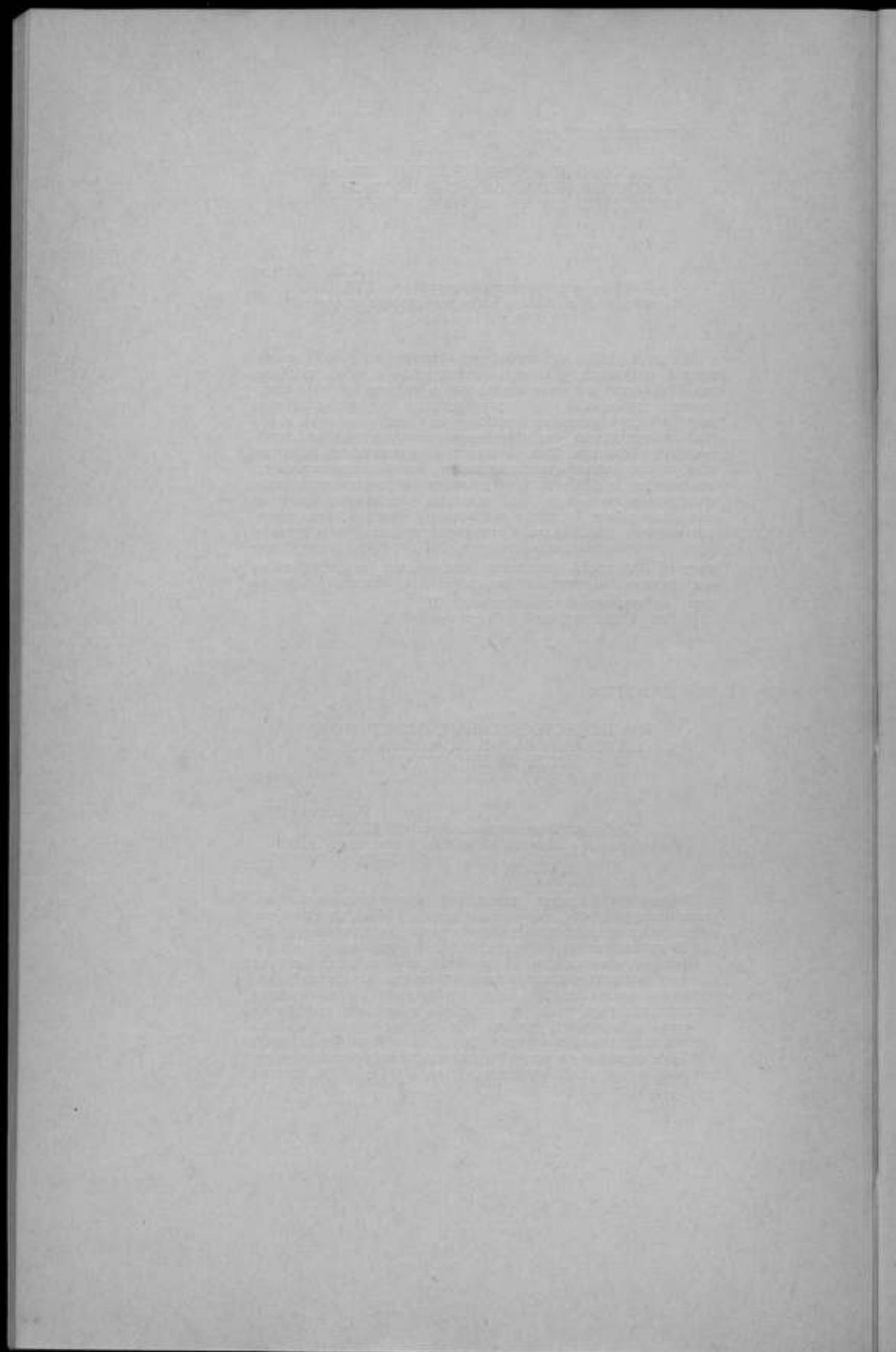
Таблиц 1, иллюстраций 5, библиографий 2.

АНАЛИЗ ЕСТЕСТВЕННЫХ ФЛУКТУАЦИЙ
ПОКАЗАНИЙ ГАЛЬВАНОМЕТРИЧЕСКИХ
АВТОКОМПЕНСАТОРОВ

Рабинович С. Г.

*Труды метрологических институтов СССР.
Исследования в области радиотехнических измерений,
вып. 107(167), 1969 г., стр. 124—136*

Теоретический предел повышения чувствительности фотогальванометрических автокомпенсаторов (ФГА) определяется энергетическим взаимодействием прибора с окружающей средой. В работе рассматриваются ФГА с инерционной схемой регулирования и с прибором на выходе. Для этого общего случая найдено выражение спектральной плотности флуктуаций указателя выходного прибора. Получены формулы для вычисления среднего квадрата этих флуктуаций и средней частоты их выбросов за заданный уровень. Из общего случая получены соотношения для двух частных: ФГА с безинерционной схемой и ФГА с выходом по току. Вычислены характеристики теоретических флуктуаций нановольтметров Ф118 с ценой деления шкалы $1 \cdot 10^{-9}$ в.



СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	5
Бенцион Ефимович Рабинович	6
Измерение напряжения	
В. В. Крестовский, Б. Е. Рабинович, А. М. Федоров. Способ градуировки электронных вольтметров при высоких частотах с помощью измерителя мощности и фазовращателя	7
А. М. Федоров. Способ градуировки электронных вольтметров с помощью фазовращателя, измерительной линии и измерителя мощности	13
Измерение ослабления	
А. А. Осейко, О. В. Стоякина. Анализ погрешности измерения ослабления методом модулированной подвесушей	17
А. А. Осейко. Уменьшение погрешности рассогласования при измерении ослабления с помощью направленных ответвителей и фазовращателей	28
Измерение мощности	
В. И. Кржимовский. К вопросу о погрешности калориметров вследствие флуктуаций температуры окружающей среды	37
Т. Б. Морозова, А. И. Смирнов. Термисторный и болометрический мост для измерения мощности и отношения мощностей с повышенной точностью	42
Е. И. Стрелкова, Г. П. Телитченко. Методика поверки измерителей импульсной мощности в диапазоне частот до 2000 Мгц	53
Е. И. Стрелкова, Г. П. Телитченко. Исследование погрешности вследствие инерционности электронов диодного вольтметра, встроенного в измеритель импульсной мощности типа МЗ.9	64
Е. И. Стрелкова. Способ уменьшения погрешности рассогласования при измерении опорного значения мощности генераторов стандартных сигналов	70
Измерение частоты	
Р. Е. Тайманов, В. В. Романенко. Методы построения аperiodических умножителей частоты. (Обзор)	78
В. В. Кочугуров, Р. Е. Тайманов. Влияние нагрузки на спектр аperiodических умножителей частоты	89
Р. Е. Тайманов, В. В. Кочугуров. О режиме питания аperiodических умножителей частоты	99
Р. Е. Тайманов. О цепной структуре синтезатора частот	107
Л. А. Соловьева. Номографический метод обработки результатов сличения частот высокостабильных генераторов	114
Измерительные усилители	
М. Д. Вайсбанд. Высокоомный измерительный усилитель постоянного тока с импульсным модулятором на полупроводниковых диодах	117
С. Г. Рабинович. Анализ естественных флуктуаций показаний гальванометрических автокомпенсаторов	124
Рефераты статей, опубликованных в сборнике	137

**ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ**

Труды метрологических институтов СССР

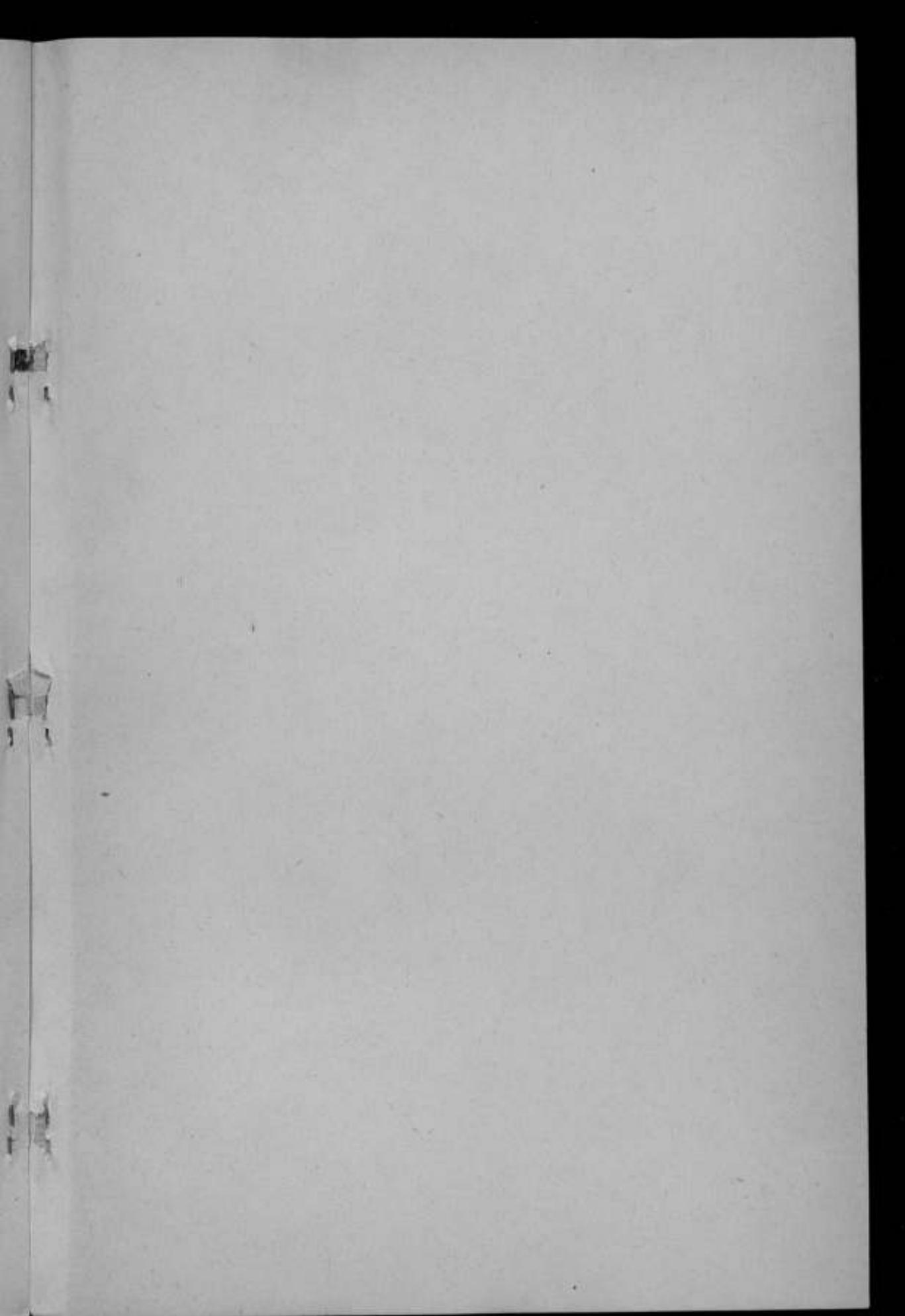
Выпуск 107 (167)

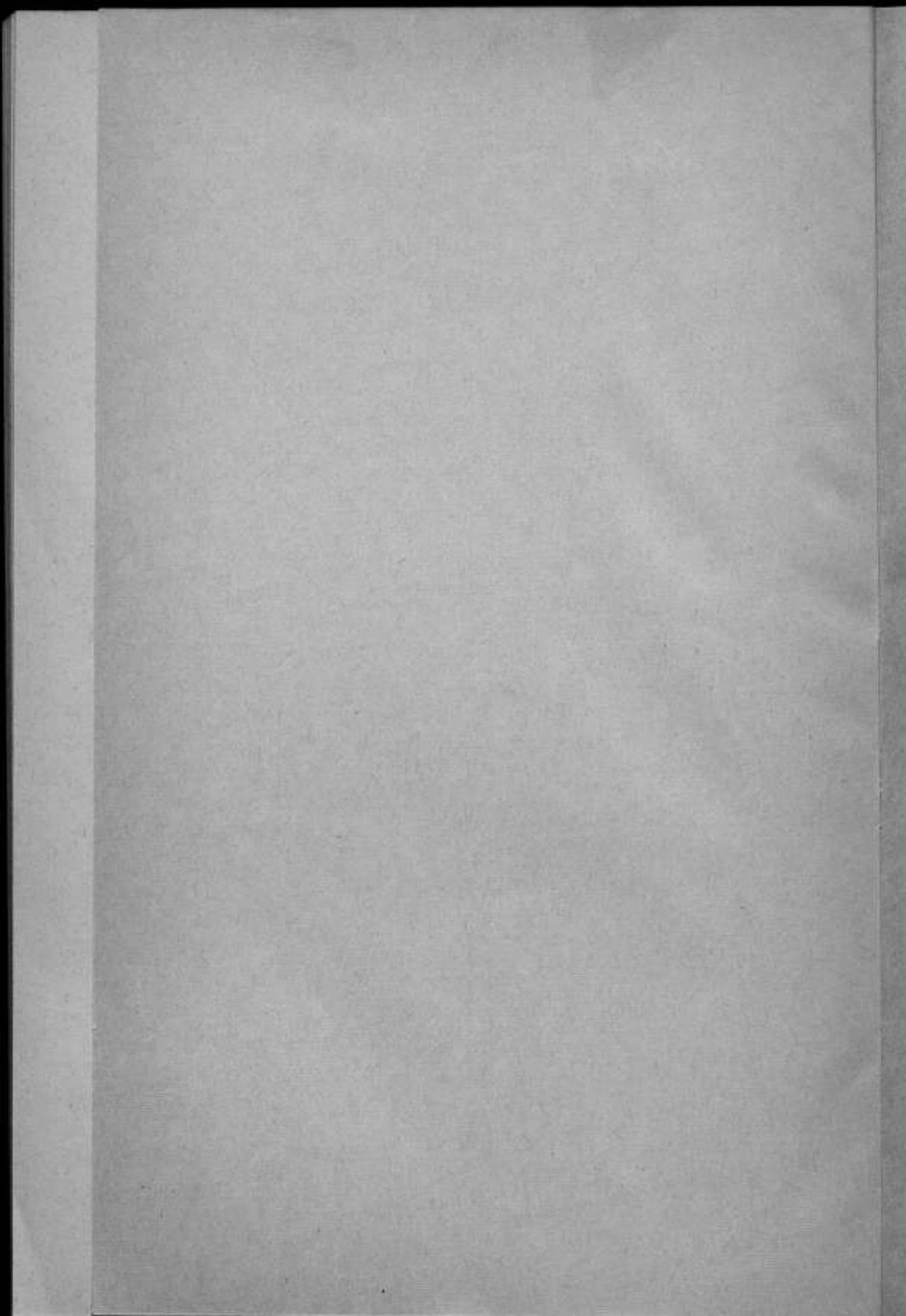
Редактор *Н. Н. Александрова*
Техн. редактор *Э. Г. Вагер*
Корректор *Л. Н. Панина*

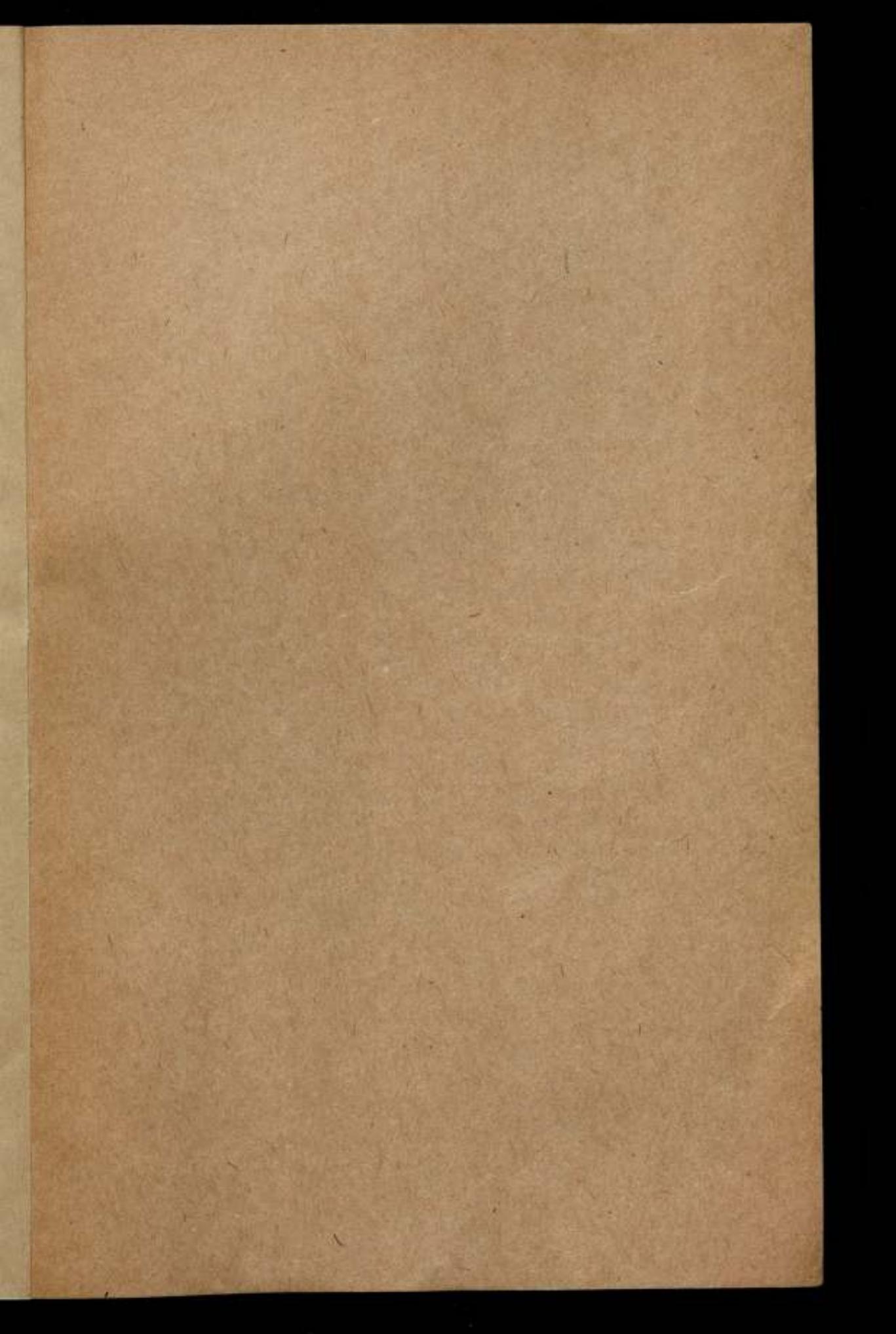
М. 28024 Сдано в набор 10/VI 1968 г.
Подписано в печать 10/VI 1969 г.
Формат бумаги 70×108²/₁₆, печ. л. 9,5, уч.-изд. л. 10
Тираж 2000 экз. Цена 1 р. Заказ 2473

**Издательство стандартов
Москва, К-1, ул. Щусева, 4**

Великолукская городская типография Псковского
областного управления по печати,
г. Великие Луки, Половская, 13







Цена 1 руб.