

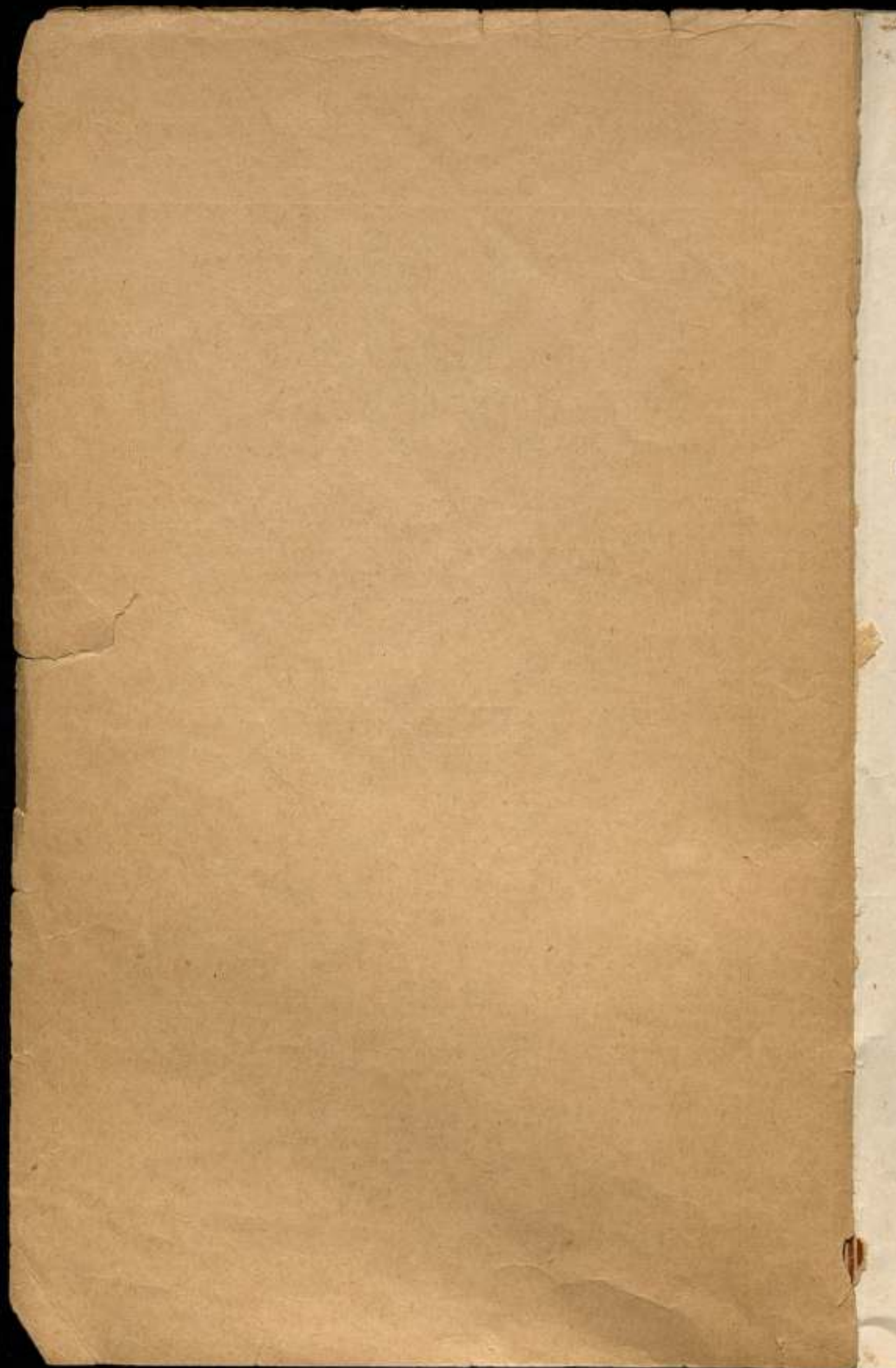
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ,
МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ СССР

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

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ ГОСКОМИТЕТА
ВЫПУСК 82 (142)





ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ
СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ СССР
ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
МЕТРОЛОГИИ им. Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ ИНСТИТУТОВ ГОСКОМИТЕТА
ВЫПУСК 82 (142)

Под редакцией
д. т. н. Е. Т. ЧЕРНЫШЕВА

БИБЛИОТЕКА
Всесоюзного научно-исследовательского
института метрологии
имени Д. И. Менделеева

ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ
МОСКВА — ЛЕНИНГРАД
1965

ж
м 13425

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, Л. К. Каяк, И. И. Киренков,
Д. К. Коллеров, Е. Т. Чернышев, К. П. Широков,
Е. Г. Шрамков, Б. М. Яновский

208/161/201

Ответственный редактор
д-р техн. наук проф. *В. О. АРУТЮНОВ*

ПРЕДИСЛОВИЕ

Сборник содержит работы, относящиеся к широкому кругу вопросов точных электрических измерений.

Среди работ, посвященных воспроизведению единиц электрических измерений, прежде всего, следует отметить исследования полупроводниковых стабилизаторов напряжения, которые при их завершении должны привести к созданию новых мер э. д. с.

Ряд работ посвящается созданию образцовой компарирующей аппаратуры, например, мостов и конденсаторов наивысшей точности.

В сборнике приводятся результаты исследований в области методики определения фазового сдвига для области частот звукового диапазона.

За последнее время появилась настоятельная необходимость в повышении точности поверочных работ в области измерительных трансформаторов. Несколько статей сборника посвящаются исследованию работы измерительных трансформаторов тока как на частоте 50 гц, так и во всем диапазоне звуковых частот.

Следует отметить работы, посвященные фотогальванометрическим измерительным устройствам, имеющим перспективное значение в области измерения весьма малых электрических величин.

Сборник охватывает также исследования различного рода измерительных преобразователей, индикаторов и других измерительных устройств.

В целом содержание сборника может представить интерес для широкого круга научных работников, инженеров и техников, интересующихся вопросами теории и практики электрических измерений и точного электроприборостроения.

ИЗМЕРЕНИЕ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ С ПОГРЕШНОСТЬЮ $< 0,001\%$

Описываются дифференциальный метод и схема измерений напряжения стабилизаторов с высокой точностью и оцениваются погрешности измерения.

Относительные измерения напряжения порядка 10^6 в с погрешностью $< 0,001\%$ связаны с большими трудностями. Для их осуществления необходимо выбрать правильный метод измерения, а элементы измерительной схемы изготовить с погрешностью, не превышающей десяти-тысячных процента.

Кроме того, схема измерения должна быть тщательно защищена и практически свободна от влияния температуры, т. э. д. с., утечек тока, наводимых э. д. с. и т. д. Такие измерения можно проводить дифференциальным методом с использованием схемы с малым числом проверенных и надежных элементов.

Одна из возможных схем измерения приведена на рисунке. Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ в ней подается на точный делитель, коэффициент деления которого

$$k = \frac{R}{r}$$

Напряжение на выходе делителя $U_{\text{вых}}/k$ сравнивается с э. д. с. E_0 образцового нормального элемента (н. э.). Разность напряжения

$$\Delta U = \frac{U_{\text{вых}}}{k} - E_0$$

измеряется точным компенсатором.

Для момента равновесия

$$U_{\text{вых}} = k(E_0 + \Delta U). \quad (1)$$

Полный дифференциал уравнения (1)

$$dU_{\text{вых}} = (E_0 + \Delta U) dk + k [dE_0 + d(\Delta U)],$$

а выражение относительной погрешности в процентах

$$\gamma = \frac{dU_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \cdot 10^2 = \left[\frac{dk}{k} + \frac{dE_0 + d(\Delta U)}{E_0 + \Delta U} \right] \cdot 10^2. \quad (2)$$

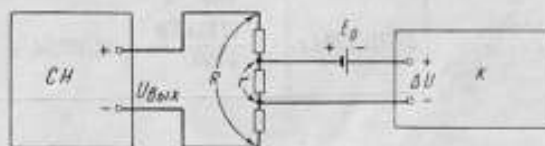


Схема измерения напряжения $U_{\text{вых}}$
СН — стабилизатор напряжения, К — компенсатор.

Так как ΔU обычно порядка нескольких милливольт, а E_0 — около 1 в, то

$$\gamma \approx \left(\frac{dk}{k} + \frac{dE_0}{E_0} + \frac{d(\Delta U)}{E_0} \right) \cdot 10^2. \quad (3)$$

Оценка погрешности dk/k

Хорошие результаты по стабильности может дать делитель напряжения, составленный из исследованных образцовых сопротивлений, например, 10^5 , 10^4 и 10^3 ом.

Как видно из таблицы, где приведены данные испытания такого делителя в разное время, нестабильность коэффициента k за год для этого делителя может быть оценена величиной $3 \cdot 10^{-5}$, а погрешность за 3—4 месяца $\frac{dk}{k} \cdot 10^2 \approx \pm 1 \cdot 10^{-4} \%$.

Дата измерения	Действительное значение коэффициента k	Нестабильность $\frac{dk}{k}$ за год	$\frac{dk}{k} \cdot 100\%$ /год
10/IV 1963 г.	$\frac{111013,9}{9999,84} = 11,10157$	$3 \cdot 10^{-5}$	$\pm 3 \cdot 10^{-4}$
27/III 1964 г.	$\frac{111013,8}{9999,86} = 11,10154$		

Оценка погрешности dE_0/E_0

Если воспользоваться разрядным н. э. и создать условия, когда отсутствуют толчки, сотрясения, перемещения, освещенность, нагрузка током в моменты установления компенсации, непостоянство температуры до сотых градуса, то его э. д. с. длительное время поддерживается постоянной с абсолютной погрешностью порядка 2 мкв. Следует иметь в виду, что нагрузка н. э. током 1 мка в течение только 1 мин может привести к изменению его э. д. с. на 500 мкв. Правда, через 3—5 мин после снятия нагрузки э. д. с. почти полностью восстанавливается, но изменение э. д. с. порядка 1—2 мкв может сохраняться у н. э. в течение многих часов.

Таким образом, есть основание считать, что можно обеспечить погрешность

$$\frac{dE_0}{E_0} \cdot 10^2 \approx 2 \cdot 10^{-4} \%$$

Оценка погрешности $d(\Delta U)/E_0$

Если, например, абсолютная погрешность компенсатора определяется выражением

$$\Delta = \pm (2U + 5) \cdot 10^{-2} [\text{мкв}], \quad (4)$$

где U — измеряемое напряжение в милливольтгах, то при $U \approx 100$ мв, получим

$$\frac{d(\Delta U)}{E_0} \cdot 10^2 \approx 2 \cdot 10^{-4} \text{ в } \text{‰}$$

Выводы

В соответствии с уравнением (3) суммарная погрешность измерения γ для приведенного случая составит

$$1 \cdot 10^{-4} + 2 \cdot 10^{-4} + 2 \cdot 10^{-4} \approx 5 \cdot 10^{-4} \text{ ‰}$$

Если влияниями указанных выше внешних факторов на схему можно пренебречь, а делитель напряжения и и. э. разместить в термостате, в котором поддерживается постоянная температура до сотых долей градуса, то $U_{\text{вых}}$ будет измерено с указанной погрешностью ($\leq 0,001 \text{ ‰}$).

Поступила в редакцию
9/VI 1964 г.

**АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ СХЕМ ДЛЯ ТОЧНОГО ИЗМЕРЕНИЯ
СТАБИЛЬНОСТИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ
У ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТАБИЛИТРОНОВ**

Сравниваются погрешности схем, пригодных для точного измерения выходного напряжения, полупроводниковых стабилизаторов и стабилитронов. Даются рекомендации по использованию этих схем в зависимости от допускаемой погрешности измерения.

При определении стабильности выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ (порядка 10 в) стабилитронов и стабилитронных стабилизаторов напряжения во времени приходится тщательно выбирать метод исследования, чтобы обеспечить заданную точность измерений.

Быстрое развитие техники изготовления стабилитронов приводит к промышленному выпуску особенно точных приборов (например, типа Д-818)*. Их нестабильность в течение 5000 ч может не превышать 0,001%. В определении такой малой нестабильности допускается погрешность до 20÷30%. Так как нестабильность 0,001% от 10 в составляет 100 мкв, то в случае суммарной погрешности в 30% при ее определении можно ошибаться всего на 30 мкв, что составит 0,0003% от измеряемого напряжения $U_{\text{вых}}$.

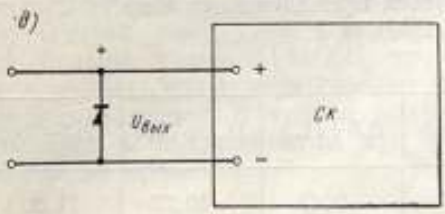
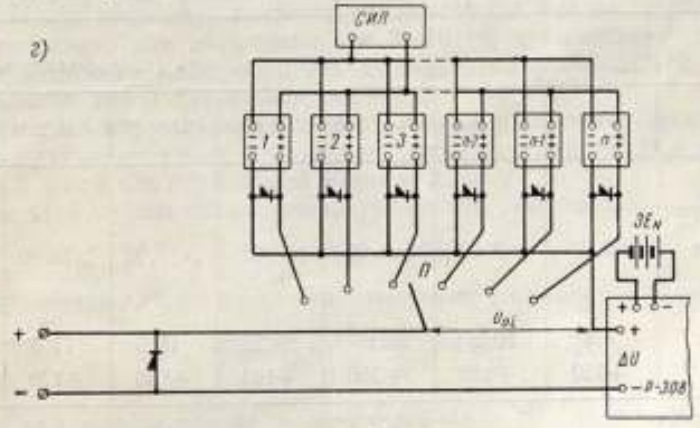
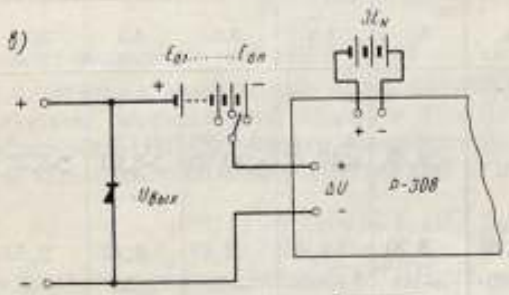
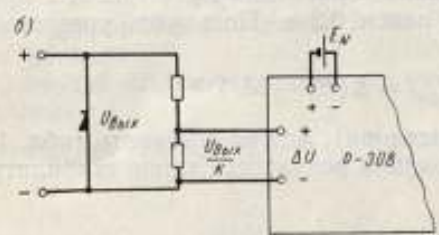
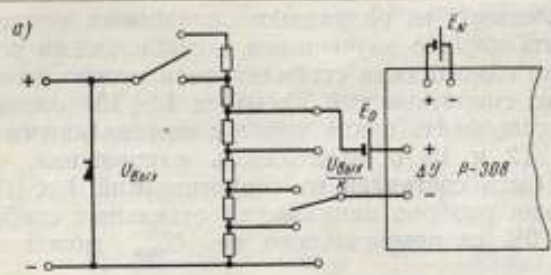
Чтобы создать условия, обеспечивающие погрешность измерения $U_{\text{вых}}$, равную 0,0003%, необходимо выбрать метод и элементы измерительной схемы, которые имели бы погрешности, оцениваемые десятитысячными долями процента. Кроме того, желательно, чтобы эти погрешности в указанных пределах были стабильными длительное время.

Следовательно, задача измерения $U_{\text{вых}}$ с такой высокой точностью является метрологической, и ее в настоящее время можно решить только во ВНИИМ, который располагает эталонами электрических единиц, соответствующей измерительной аппаратурой и термостатированными объемами. Однако решение этой задачи во ВНИИМ в настоящее время также связано с большими трудностями. Это объясняется значительными электромагнитными помехами и несовершенством поддержания постоянной температуры в термостатированных объемах.

Анализ погрешностей схем с делителем напряжения

Схема с нормальным элементом в цепи сравнения. Принципиальное изображение схемы приведено на рисунке а. Здесь $U_{\text{вых}}$ стабилитрона делится при помощи делителя напряжения (коэффициент деле-

* Аладинский В. К., Белозерова Л. В., Ермолин В. Д. и Суцник А. С., Прецизионные кремниевые стабилитроны, «Измерительная техника», № 8, 1964.



Принципиальные схемы измерения $U_{\text{вых}}$

а — с нормальным элементом в цепи сравнения; б — без нормального элемента в цепи сравнения; в — с л нормальными элементами в цепи сравнения; г — с л образцовыми цепями; д — со специальным компенсатором.

ния $k \approx 10$), составленного из разрядных образцовых сопротивлений, которые должны быть хорошо изученными и стабильными во времени.

Испытание только одного типа стабилитронов можно было бы провести с делителем из сопротивлений 1×10^5 и 1×10^4 ом. Если требуется, например, исследовать шесть типов с номинальными напряжениями 8, 9, 10, 11, 12 и 13 в, то делитель напряжения, указанный в схеме а, должен быть составлен из сопротивлений 1×10^5 , 2×10^4 и 3×10^3 ом. Так как разброс напряжений отдельных стабилитронов может достигать $\pm 10\%$ от номинального, то $U_{\text{вых}}$ может принимать значения $7,2 \div 14,3$ в.

Э. д. с. нормального элемента сравнения $E_0 \approx 1,02$ в, а предел изменения компенсатора, Р-308 равен 0,2 в. Пользуясь уравнением равновесия для схемы а

$$U_{\text{вых}} = k(E_0 \pm \Delta U) \quad (1)$$

(где ΔU — показания компенсатора), можно составить табл. 1 значений коэффициента k для исследования всех шести типов стабилитронов.

Таблица 1

$U_{\text{вых}}, \text{ в}$	7,2	8,0	8,1	8,8	9,0	9,9	10,0	10,8
$k = \frac{U_{\text{вых}}}{E_0 \pm 0,2}$ расчетное	$\leq 8,80$	$\leq 9,75$	$\leq 9,88$	$\leq 10,72$	$\leq 10,96$	$\geq 8,03$	$\geq 8,20$	$\geq 8,85$
$k = \frac{R}{r}$ действит.	8,70	8,70	8,70	9,42	9,42	9,42	9,42	9,42
$\Delta U, \text{ мв}$	-190	-100	-90	-80	-60	+30	+40	+130

Продолжение табл. 1

$U_{\text{вых}}, \text{ в}$	11,0	11,7	12,0	12,1	13,0	13,2	14,3
$k = \frac{U_{\text{вых}}}{E_0 \pm 0,2}$ расчетное	$\geq 9,02$	$\geq 9,60$	$\geq 9,85$	$\geq 9,92$	$\geq 10,62$	$\geq 10,80$	$\geq 11,7$
$k = \frac{R}{r}$ действит.	9,42	10,27	10,27	10,27	11,3	11,3	12,3
$\Delta U, \text{ мв}$	+150	+120	+150	+160	+130	+170	+140

Более удобно пользоваться приведенными в табл. 2 данными о пределах $U_{\text{вых}}$ для каждого значения k .

Таблица 2

Пределы изменения $U_{\text{вых}}, \text{ в}$	7,2 ÷ 8,5	8,5 ÷ 11,5	11,5 ÷ 12,5	12,5 ÷ 13,5	13,5 ÷ 14,5
$k = \frac{R}{r}$	~8,69	~9,42	~10,27	11,30	12,30

Таким образом, указанный на рисунке *a* делитель напряжения позволяет исследовать все шесть типов стабилитронов с напряжениями от 7,2 до 14,5 в.

Как известно*, погрешность измерения U_{\max} по схеме *a*, выраженная в процентах, определяется уравнением

$$\gamma \approx \left(\frac{dk}{k} + \frac{dE_0}{E_0} + \frac{d(\Delta U)}{E_0} \right) \cdot 100. \quad (2)$$

Если

$$\frac{dk}{k} \cdot 100 \approx \frac{dE_0}{E_0} \cdot 100 \approx \frac{d(\Delta U)}{E_0} \cdot 100 \approx 1 \cdot 10^{-4} \%,$$

то γ будет приблизительно равна $3 \cdot 10^{-4} \%$, т. е. будет удовлетворять заданным условиям.

В упомянутой статье показано, что практически могут быть обеспечены значения

$$\frac{dk}{k} \cdot 100 \approx 1 \cdot 10^{-4} \%, \quad \frac{dE_0}{E_0} \cdot 100 \approx 2 \cdot 10^{-4} \%,$$

и

$$\frac{d(\Delta U)}{E_0} \cdot 100 \approx 2 \cdot 10^{-4} \%,$$

т. е. можно получить $\gamma \approx 5 \cdot 10^{-4} \%$.

Следовательно, необходимо приблизительно в два раза уменьшить составляющие погрешностей dE_0/E_0 и $d(\Delta U)/E_0$.

В условиях ВНИИМ имеется возможность из группы разрядных н. э. выбрать элементы с годовым изменением э. д. с. ± 1 мкв и тогда

$$\frac{dE_0}{E_0} \cdot 100 \approx 1 \cdot 10^{-4} \%,$$

Что касается уменьшения $d(\Delta U)/E_0$, то для этого следует уменьшать ΔU или повышать точность компенсатора, что не всегда возможно. Следовательно, для получения $\gamma \approx 3 \cdot 10^{-4} \%$ с помощью схемы *a* особое внимание надо обратить на погрешность $d(\Delta U)/E_0$ и принять специальные меры для доведения ее до $1 \cdot 10^{-4} \%$.

Схема без нормального элемента в цепи сравнения. Схема *b* без н. э. в цепи сравнения имеет ряд преимуществ по сравнению с первой. Она проста и в ней нет образцовой меры э. д. с.

Для этой схемы справедливо уравнение равновесия,

$$U_{\max} = k \Delta U. \quad (3)$$

Выражение для погрешности измерения в процентах будет иметь вид

$$\gamma = \frac{dU_{\max}}{U_{\max}} \cdot 100 = \left[\frac{dk}{k} + \frac{d(\Delta U)}{\Delta U} \right] \cdot 100. \quad (4)$$

Так как в этом случае может быть $dk \approx 10^{-4}$, а $k \approx 100$, то первый член погрешности dk/k в этой схеме приблизительно такой же, как в схеме *a*. Однако член уравнения (4) $d(\Delta U)/\Delta U$ приблизительно на порядок больше члена $d(\Delta U)/E_0$ уравнения (2) и определяется тысячными процентами, что в ряде случаев недопустимо.

Таким образом схемой *b* можно пользоваться только в случаях, когда требования к погрешностям при определении U_{\max} ограничиваются тысячными процентами.

* См. стр. 6

Анализ погрешностей схем без делителя напряжения

Схема с n нормальными элементами в цепи сравнения. Принципиальная схема измерения U_{\max} путем сравнения его с э. д. с. n н. э., соединенных последовательно, изображена на рисунке *a*.

Ввиду того, что U_{\max} может находиться в пределах 7,2 — 14,3 *v*, в схеме *a* предусмотрена возможность изменения числа n от 7 до 14. При этом разность между U_{\max} и nE_0 может достигать 500 *mB*. Следовательно, предел измерения компенсатора Р-308 необходимо расширить приблизительно до 600 *mB*.

Такое увеличение предела измерения возможно без изменения погрешности компенсатора за счет увеличения в три раза его рабочего тока. Это увеличение можно получить, если вместо одного н. э. в цепи рабочего тока использовать три н. э., среднее значение э. д. с. которых и служит для установки рабочего тока.

Для схемы *a* справедливо уравнение равновесия

$$U_{\max} = E_{01} + E_{02} + E_{03} + \dots + E_{0n} \pm \Delta U. \quad (5)$$

Так как $E_{01} \approx E_{02} \approx \dots \approx E_{0n}$, то выражение для погрешности может быть записано в виде

$$\gamma = \frac{dU_{\max}}{U_{\max}} \approx \frac{\sum_1^n dE_{0i}}{nE_0} + \frac{d(\Delta U)}{nE_0}. \quad (6)$$

Учитывая явление группового эффекта, когда погрешности dE_{0i} суммируются с разными знаками, можно считать, что

$$\frac{\sum_1^n dE_{0i}}{nE_0} < \frac{dE_0}{E_0}. \quad (7)$$

Следовательно,

$$\gamma < \frac{dE_0}{E_0} + \frac{d(\Delta U)}{nE_0}. \quad (8)$$

Сравнивая уравнения погрешностей (2) и (6), можно сделать заключение, что погрешность, определяемая уравнением (6), значительно меньше как за счет первого, так и, в особенности, за счет второго члена, который уменьшается здесь почти на порядок. При этом член dk/k в уравнении (6) отсутствует.

Полагая $\sum_1^n dE_{0i} \approx 2$ *мкВ*, $n = 10$ и $d(\Delta U) \approx 10$ *мкВ*, найдем

$$\gamma = \frac{2 \cdot 10^{-4}}{10} + \frac{10 \cdot 10^{-4}}{10} = 1,2 \cdot 10^{-4} \%,$$

т. е. погрешность определяется приблизительно одной десятитысячной процента, что с теоретической точки зрения позволяет оценить схему *a* очень высоко.

Конечно, подобрать, исследовать, термостатировать, правильно эксплуатировать и проверять группу из 14 образцовых н. э. труднее, чем один н. э., однако существенное уменьшение γ , должно привести к положительному результату, если при практической реализации схемы *a* она окажется также безупречной.

Схема с m образцовыми цепями. Если вместо n н. э. в схеме *a* использовать образцовые стабилитронные стабилизаторы напряжения, то

получим схему *г*. Здесь, в связи с необходимостью исследовать *m* типов стабилизаторов, введено *m* образцовых стабилизаторных цепей, которые можно вводить в схему при помощи переключателя *П*.

Все образцовые стабилизаторные цепи питаются от одного стабилизированного источника питания *СИП*. Рабочий ток в цепи выходного диода каждой цепи можно контролировать при помощи того же компенсатора Р-308, на котором определяется разность напряжений ΔU .

Предел измерения компенсатора Р-308 также должен быть равен 600 мв и поэтому в цепи его рабочего тока используются три н. э. ($3E_N$).

Уравнение равновесия для схемы *г* имеет вид

$$U_{\text{вых}} = U_{0i} \pm \Delta U. \quad (9)$$

Так как $U_{\text{вых}} \approx U_{0i}$ и $\Delta U \ll U_{0i}$, то

$$\gamma = \frac{dU_{\text{вых}}}{U_{0i} + \Delta U} \approx \frac{dU_{0i}}{U_{0i}} + \frac{d(\Delta U)}{U_{0i}}. \quad (10)$$

Допуская, что $U_{0i} = 10$ в, $dU_{0i} = 10$ мкв и $d(\Delta U) = 10$ мкв, найдем

$$\gamma = \frac{10 \cdot 10^{-4}}{10} + \frac{10 \cdot 10^{-4}}{10} = 2 \cdot 10^{-4} \%.$$

Если образцовые стабилизаторные схемы будут более стабильны, то первый член уравнения (10) соответственно уменьшится.

Сравнивая уравнения (6) и (10), можно сделать заключение, что схема *г* должна давать несколько большую погрешность γ за счет первого члена, так как в ней не используется явление группового эффекта. Это объясняется тем, что образцовые стабилизаторные цепи работают каждая в отдельности — по очереди. Тем не менее суммарная погрешность схемы *г*, сравнительно мала, удовлетворяет заданным высоким требованиям и ее в метрологическом отношении можно поставить на второе место после схемы *в*.

Схема со специальным компенсатором. В ряде случаев точные результаты измерений могут быть получены при помощи схемы *д*, где $U_{\text{вых}}$ измеряется непосредственно компенсатором *СК*.

В настоящее время уже существуют компенсаторы класса 0,005 с пределом измерения около 20 в. Вероятно, в ближайшее время будут изготовлены компенсаторы класса 0,001 с пределом измерения 10–15 в.

При помощи подобных компенсаторов можно непосредственно измерять $U_{\text{вых}}$ с точностью, превышающей их класс точности. Дело в том, что относительные измерения напряжения приблизительно одной и той же величины можно производить при одних и тех же ступенях первых трех — четырех декад компенсатора. Систематические погрешности, вносимые этими декадами в результаты измерений, будут приблизительно одинаковыми, если температурные условия не будут заметно изменяться.

Так как класс точности компенсатора определяется в основном погрешностями, вносимыми первыми декадами, то при определении разности напряжений, которые необходимо знать для нахождения стабильности и температурного коэффициента стабилизаторов, эти погрешности могут быть значительно уменьшены.

Выводы

Определение стабильности и температурного коэффициента у современных полупроводниковых стабилитронов является метрологической задачей, так как при этом необходимо измерять выходное напряжение стабилитрона с погрешностью, которая определяется тысячными и даже десятитысячными долями процента. Если может быть допущена погрешность измерения $U_{\text{вых}}$ порядка 0,001%, то целесообразно использовать схемы б и д без н. э. в цепи сравнения.

В случаях, когда погрешность измерения $U_{\text{вых}}$ требуется уменьшить до нескольких десятитысячных процента, необходимо пользоваться схемами а, в и г.

Схемы а, б и д проверены экспериментально и надежны в работе. Схемы в и г более громоздки, связаны с нестабильной работой отдельных элементов и требуют дополнительных усилий по устранению различных помех.

Во всех случаях измерения $U_{\text{вых}}$ следует тщательно подбирать и исследовать элементы схем и предусматривать их защиту от различных вредных влияний.

Поступила в редакцию
17/VI 1964 г.

ОБРАЗЦОВЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ
НА ДИОДАХ ТИПА Д-818

Приведены результаты исследования созданных во ВНИИМ образцовых стабилизаторов напряжения на кремниевых диодах типа Д-818. Показано, что нестабильность их выходного напряжения в течение месяца была порядка 0,001%, при температуре помещения $20 \pm 1^\circ \text{C}$.

Новые кремниевые диоды типа Д-818 [1, 2] имеют температурный коэффициент напряжения $T_{\text{кн}}$ приблизительно на порядок меньше, чем диоды типа Д-808. Кроме того, при обратном включении они могут иметь как положительный, так и отрицательный температурный коэффициент. Значение их $T_{\text{кн}}$ зависит от рабочего тока I и возрастает

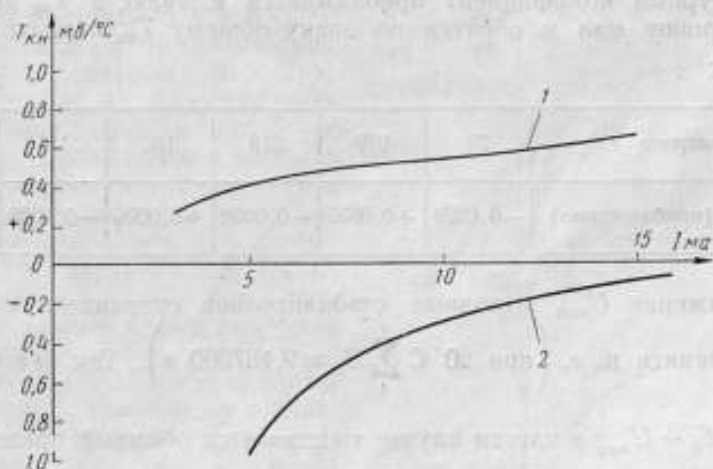


Рис. 1. Изменение температурного коэффициента напряжения диодов типа Д-818.

1 — диод № 181, $U_{\text{вых}} = 9,740 \text{ в}$; 2 — диод № 220, $U_{\text{вых}} = 8,861 \text{ в}$ (при токе 10 мА).

с его увеличением. Характерные зависимости $T_{\text{кн}} = f(I)$ приведены на рис. 1. Из рисунка видно, что при последовательном соединении диодов № 181 и 220 в обратном направлении их общий $T_{\text{кн}}$ при $I \approx 7,5 \text{ ма}$ будет близок к нулю. Эта новая возможность температурной компенсации позволяет получить высокостабильный стабилизатор напряжения с небольшим числом каскадов. Например, двухкаскадный стабилизатор малых размеров, выделяющий сравнительно небольшое количество тепла и с $T_{\text{кн}} < 0,001\%/^\circ \text{C}$, не требовал бы термостатирования и, следовательно, был бы удобным для пользования.

В нашем распоряжении число новых диодов было ограничено и удалось создать только два стабилизатора, № 5 и 6, схема исследования которых изображена на рис. 2. Оба стабилизатора двухкаскадные и питаются от одного предварительного стабилизатора СИП-01 (20 в), нестабильность напряжения которого порядка $\pm 0,02\%$.

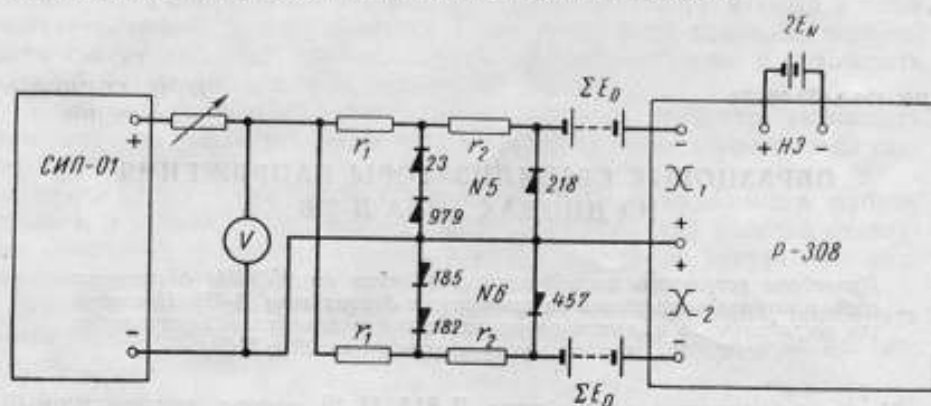


Рис. 2. Схема исследования стабилизаторов № 5 и 6.
 r_1 и r_2 — ограничивающие сопротивления.

Стабилитроны в первых каскадах подобраны так, что их общий температурный коэффициент приближается к нулю, а $T_{\text{вых}}$ выходных стабилитронов мал и обратен по знаку общему $T_{\text{вых}}$ первого каскада (табл. 1).

Таблица 1

№ стабилитрона	23	979	218	182	185	457
$T_{\text{вых}}^{\circ}/^{\circ}\text{C}$ (приближенно)	-0,0026	+0,0035	-0,0008	+0,0026	-0,0025	-0,0004

Напряжение $U_{\text{вых}}$ выходных стабилитронов сравнивали с суммой э. д. с. девяти н. э. (при 20°C $\sum_1^9 E_0 \approx 9,167560$ в). Так как разность

$\Delta U = \sum_1^9 E_0 - U_{\text{вых}}$ в нашем случае выходила за обычный предел измерения компенсатора Р-308 (200 мв), то предел был удвоен путем увеличения в два раза рабочего тока. Для этой цели в схеме вместо одного были включены последовательно два н. э. E_N , а предел измерения Р-308 стал равным 400 мв.

При практическом использовании наиболее точной схемы измерения $U_{\text{вых}}$ (рис. 2) обнаруживаются значительные колебания стрелки индикатора компенсатора Р-308 на чувствительности 10^{-6} . Эти колебания хаотичны, наибольшая их амплитуда составляет 10 мкв и, по-видимому, они вызываются „шумами“ стабилитронов и нестабильностью напряжения питающего их источника. Однако необходимо иметь в виду, что погрешность в определении $U_{\text{вых}}$, если пренебрегать этими колебаниями, не будет превышать $1 \cdot 10^{-4}\%$. Следовательно, если пользоваться чувствительностью индикатора 10^{-6} , то колебания

его стрелки будут мало заметными и уравнивание компенсатора Р-308 будет легко достигаться.

Вообще говоря, указанные колебания даже и не являются погрешностью данного метода измерения $U_{\text{вых}}$. Наоборот, эта схема измерения



Рис. 3. Внешний вид стабилизаторов № 5 и 6.

позволяет замечать и фиксировать дополнительные напряжения шумов, присущие стабилизатору на стабилитронах, которые не обнаруживаются с помощью других схем.

Стабилизаторы № 5 и 6 были смонтированы в металлических корпусах размером $40 \times 50 \times 70$ мм (рис. 3). Для сравнения на рисунке показан и н. э. II класса. Стабилизаторы не были термостатированы. Температура помещения, в котором они находились, изменялась приблизительно в пределах $20 \pm 1^\circ \text{C}$. Исследовали их около 6 ч в сутки, а остальное время они были выключены.

Сразу после включения схемы значение $U_{\text{вых}}$ изменялось в соответствии с кривыми, приведенными на рис. 4, и через $15 \div 20$ мин приближалось к своему среднему значению за день.

Для исключения влияния начального периода, измерения $U_{\text{вых}}$ начинали каждый день обычно через час после включения схемы. Стабилизаторы исследовали приблизительно в течение двух месяцев (наблюдение за ними продолжается и в настоящее время).

Результаты исследования представлены в виде графиков $U_{\text{вых}} = f(t)$ на рис. 5, а примеры изменения $U_{\text{вых}}$ за отдельные дни приведены в табл. 2.

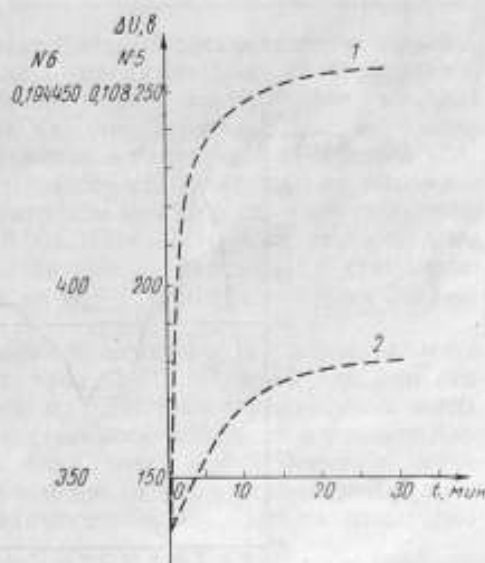


Рис. 4. Изменение ΔU стабилизаторов № 5 (кривая 1) и № 6 (кривая 2) сразу после включения.

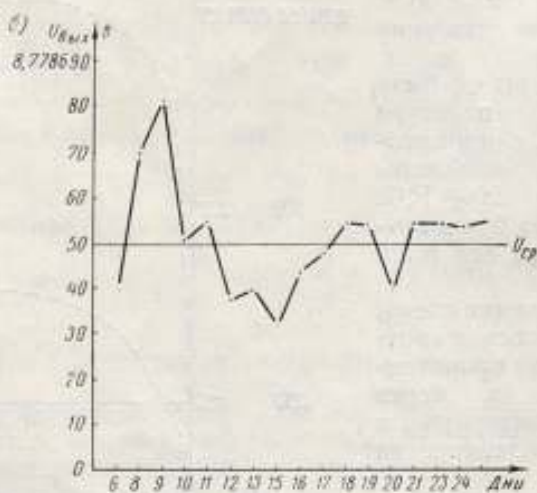
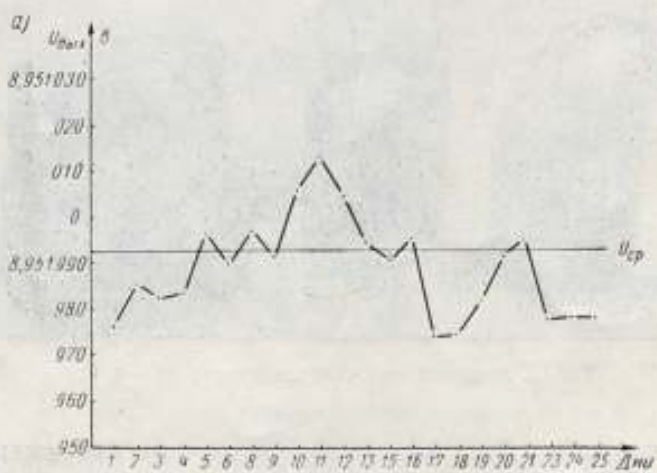


Рис. 5. Изменение среднего выходного напряжения:
а — стабилизатора № 5; б — стабилизатора № 6 в марте
1965 г.

Таблица 2

Дни	Часы	Стабилизатор № 5	Стабилизатор № 6	Температура в помещении, t_n
20/III	11-00	8,951005	8,778665	20,25
	12-00	1001	643	20,06
	13-00	0995	639	20,05
	14-00	1003	617	19,72
	15-00	0979	631	20,00
	16-00	0963	635	19,93
	—	8,950992	8,778639	—
25/III	10-30	8,950990	8,778704	20,90
	11-30	984	670	21,10
	12-30	984	652	21,15
	13-30	984	636	21,15
	14-30	976	632	21,23
	15-30	970	626	21,26
	—	8,950979	8,778655	—

Примечания. 1. Курсивом даны средние значения $U_{вых}$.
2. Температура н. э. сохранялась постоянной и равной 20,06° С.

Из результатов исследования следует, что наибольшая нестабильность $U_{вых}$ в течение дня не превышала 60 мкв ($\sim 7 \cdot 10^{-4}\%$) для стабилизатора № 5 и 100 мкв ($\sim 1,1 \cdot 10^{-3}\%$) — для стабилизатора № 6. Изменение среднего значения $U_{вых}$ в течение дня за время опытов не превышало 40 мкв для стабилизатора № 5 и 50 мкв для стабилизатора № 6.

Полученные результаты позволяют сделать заключение о возможности замены в дальнейшем стабилизаторами на диодах типа Д-818 нормальных элементов класса 0,005 и даже 0,002.

Выводы

Из-за неопределенности характеристик полупроводниковых стабилизаторов, которые ранее выпускала промышленность, ими нельзя было заменить нормальные элементы высших классов. Однако быстрый прогресс полупроводниковой техники привел к созданию прецизионных стабилизаторов, а также высокостабильных стабилизаторов, исследование которых стало метрологической задачей, так как при этом возникла необходимость измерять электрические напряжения с наивысшей точностью.

С другой стороны, полупроводниковыми стабилизаторами напряжения с использованием новых стабилизаторов можно в ряде случаев заменить н. э. класса 0,005 и даже 0,002. Показано, что стабилизаторы типа Д-818 позволяют создать компактные двухкаскадные стабилизаторы, которые в диапазоне температур $20 \pm 1^\circ \text{C}$ могут работать без термостатирования.

Следовательно, доказана возможность замены н. э. высших классов стабилизаторами на стабилизаторах типа Д-818. Однако, так как стабилизаторы типа Д-818 были получены во ВНИИМ в ограниченном числе, и только в последнее время, то полностью исследовать их в течение длительного периода не удалось. Для накопления статистического материала желательно исследовать большее число таких стабилизаторов.

Работа по созданию и исследованию стабилизаторов на новых диодах во ВНИИМ продолжается.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аладинский В. К., Белозерова Л. В., Ермолин В. Д., Суцки А. С. Прецизионные кремниевые стабилизаторы, «Измерительная техника», № 8, 1964.
2. Вострокнутов Н. Н. Параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока на стабилизаторах типа Д-818, «Измерительная техника», № 8, 1964.

Поступила в редакцию
30/III 1966 г.

ПРИМЕНЕНИЕ НУЛЕВОГО МЕТОДА ПРИ ТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЯХ КАТУШЕК СОПРОТИВЛЕНИЯ НА КОМПЕНСАЦИОННОЙ УСТАНОВКЕ

Даны описание и расчеты предложенного авторами компарирующего устройства для работы в уравновешенном режиме на компенсационной установке.

Простым и точным методом измерения сопротивления на постоянном токе является метод сравнения на установках и приборах с компенсационной измерительной цепью.

При точных сравнениях катушек сопротивления измерение на компенсационной установке осуществляется в неуравновешенном режиме, в связи с чем при обработке результатов измерения возникает необходимость применения интерполяционных формул [1].

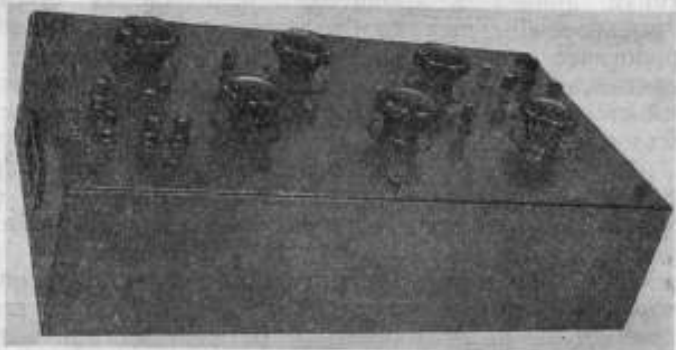


Рис. 1. Общий вид компарирующего устройства.

Переход к работе в уравновешенном режиме позволил бы обеспечить большую производительность установки при сохранении высокой точности измерения — с погрешностью до $0,5 \cdot 10^{-4}\%$, требуемой при сравнении образцовых катушек сопротивления.

Для этой цели авторами разработано компарирующее устройство (рис. 1). На рис. 2 приводится принципиальная схема этой установки для сравнения сопротивлений со значениями 0,1; 1 и 10 ом.

В главную цепь I компенсационной схемы последовательно с измеряемой и образцовой катушками включается компарирующее устройство R_x (рис. 3), представляющее собой шесть шунтирующих декад. Так как относительная разность между сопротивлениями сравниваемых катушек не превышает обычно 0,01—0,02%, то для измерения этой разности для каждого номинального значения достаточно

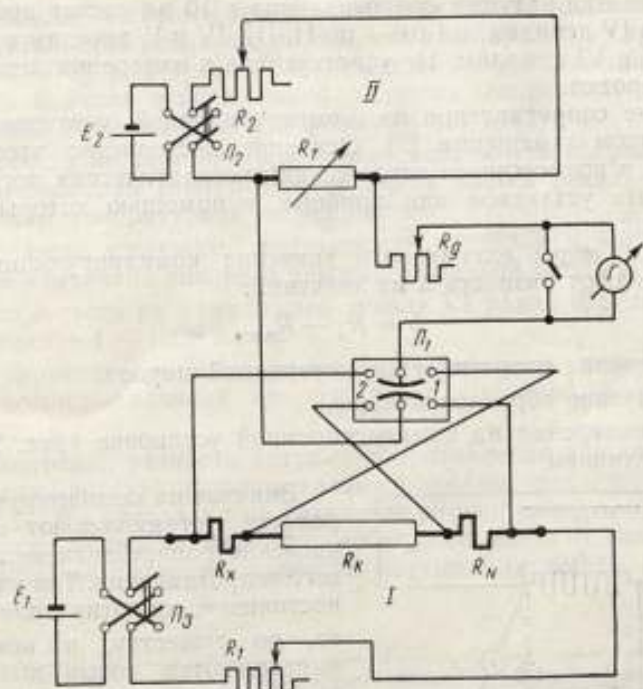


Рис. 2. Принципиальная схема компенсационной установки с сравнивающим устройством.

R_K — сравнивающее устройство; R_X — сопротивление поверяемой меры; R_N — образцовая мера; R_2 — переменное компенсирующее сопротивление; E_1 и E_2 — источники постоянного тока цепей I и II соответственно; R_1 и R_2' — магнаны сопротивлений; R_g — дополнительное сопротивление гальванометра Г; Π_1 , Π_2 и Π_3 — переключатели.

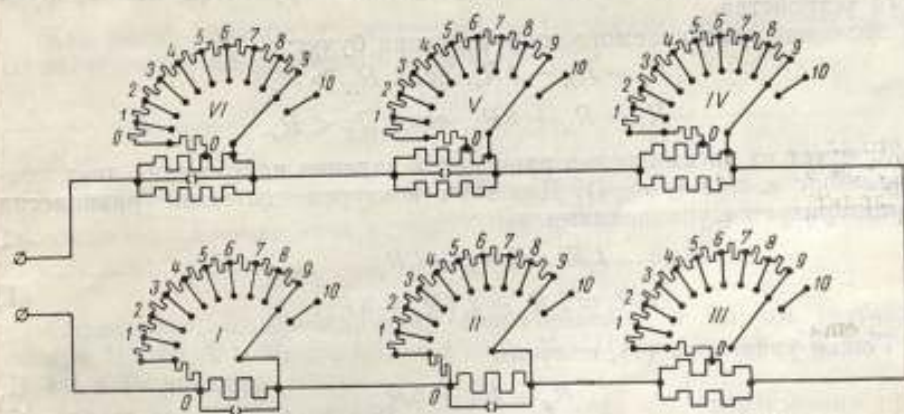


Рис. 3. Принципиальная схема сравнивающего устройства.

I — VI — шунтирующие декады.

иметь четыре декады. Четвертая декада для каждого номинального значения должна обеспечивать изменение сопротивления до $0,1 \cdot 10^{-4} \%$.

При сравнении катушек сопротивления в 10 ом отсчет производится по I, II, III и IV декадам, в 1 ом — по II, III, IV и V декадам и в $0,1 \text{ ом}$ — по III, IV, V и VI декадам. Не участвующие в измерении декады замыкаются накоротко.

Эталонные сопротивления на компенсационной установке сравниваются методом замещения [2]. Основное достоинство этого метода заключается в возможности исключения систематических погрешностей измерительных установок или прибора, с помощью которых сравниваются образцовые меры.

Сравнивая меры одинакового значения компарирующим устройством, определяют разность Δ их значений:

$$\Delta = R_x - R_N,$$

где R_x — значение сопротивления поверяемой меры;

R_N — значение образцовой меры.

Процесс измерения на компенсационной установке (рис. 2) заключается в следующем.

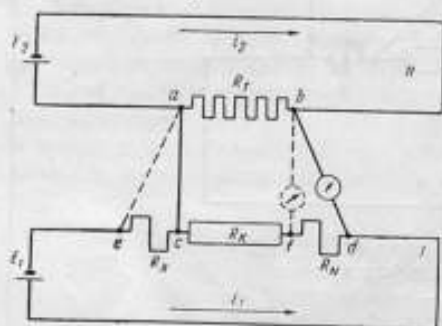


Рис. 4. Электрическая схема установки.

Вначале на компарирующем устройстве устанавливают показание, численно равное значению образцового сопротивления. Так как имеется постоянное сопротивление $R_N (R_x)$, то, по существу, на компараторе выставляются сотые доли процента образцового сопротивления. Затем ключ Π_1 замыкают в положение 2 и регулированием переменного компенсирующего сопротивления R_t полностью уравнивают падение напряжения на компенсирующем сопротивлении и на сопротивлении R_x . Наконец, ключ Π_1 переключают в положение 1 и полностью уравнивают схему перемещением рукояток компарирующего устройства.

Значения сравниваемого сопротивления будут:

$$R_x = R_N - \Delta R_x, \text{ если } R_N > R_x,$$

$$R_x = R_N + \Delta R_x, \text{ если } R_N < R_x,$$

что следует из рассмотрения равновесия падения напряжения двух контуров $abdc$ и $abfe$ (рис. 4). Для этих контуров состояние равновесия характеризуется уравнениями

$$\left. \begin{aligned} i_2 R_t &= i_1 R_N + i_1 R_x, \\ i_2 R_t &= i_1 R_x + i_1 (R_N \pm \Delta R_x). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Решая уравнение (1), получим

$$R_x = R_N \pm \Delta R_x. \quad (2)$$

Расчет компарирующего устройства

Прежде чем приступить к расчету компарирующего устройства, необходимо установить требования, которым оно должно отвечать.

Ранее было отмечено, что катушки сопротивления будут сравниваться на установке методом замещения.

Погрешность изготовления и подгонки сопротивлений компенсирующего устройства исключается, так как компаратор во время первого (в положении 2) и второго (в положении 1) уравновешиваний будет включаться вначале в цепь одной катушки сопротивления, а затем в цепь второй катушки [рис. 2 и формулы (1) и (2)].

При отсчете по компаратору может возникнуть погрешность из-за неточности подгонки секций шунтирующих частей декад. Эту погрешность назовем аппаратурной погрешностью.

Необходимо исключить погрешность, которая может возникнуть вследствие изменения токового режима в главной цепи.

Степень отсчета по наименьшей декаде VI равна 0,01 мком, по наибольшей декаде I — 1000 мком.

Компарирующее устройство должно обеспечить непосредственный отсчет искомого значения сопротивления, начиная с сотых долей процента.

Для измерения разности катушек сопротивления каждого номинального значения достаточно иметь только 4 декады, чтобы получить отсчет до $1 \cdot 10^{-5}\%$. Но поскольку на установке можно сличать три номинальных значения сопротивления, то необходимо иметь 6 декад. Допустимые предельные значения разности катушек (в омах) представлены в табл. 1.

Таблица 1

Номинальное значение катушек, ом	Разность сопротивлений катушек по декадам								
	—	—	—	I	II	III	IV	V	VI
0,1	0	0	0	0	0	9	9	9	9
1,0	0	0	0	0	9	9	9	9	—
10,0	0	0	0	9	9	9	9	—	—

Как видно из табл. 1, декады (рис. 3) должны иметь по 9 секций со значениями, приведенными в табл. 2.

Таблица 2

Декада	I	II	III	IV	V	VI
Значения каждой секции, мком	1000	100	10	1	0,1	0,01

Следовательно, для сличения сопротивлений в 0,1 ом требуются только III, IV, V и VI декады, в 1 ом — II, III, IV декады, в 10 ом — I, II, III и IV декады.

Расчет декад. Для первых двух декад (рис. 5) использована принципиальная схема декады Уайта [2].

Полное сопротивление декад выражается формулой

$$R = \frac{R_1 r_x}{R_1 + r_x} \quad (3)$$

Исходя из этого уравнения, получим сопротивление шунтирующих частей декад

$$r_x = \frac{R_1 R}{R_1 - R} \quad (4)$$

В первой декаде при нулевом положении щеток и при $R_1 = 1$ ом полное сопротивление декады $R_1 = 0,980$ ом.

Задаваясь различными значениями полного сопротивления от 0,980 до 0,989 ом, находим сначала сопротивление шунтирующих частей первой декады r_0, r_{0-1}, r_{0-2} и т. д. до r_{0-9} , а затем — значения каждой секции.

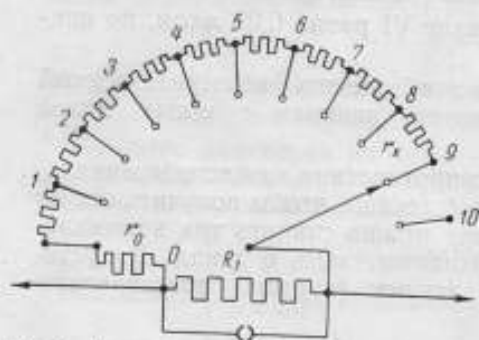


Рис. 5. Электрическая схема декад I и II.

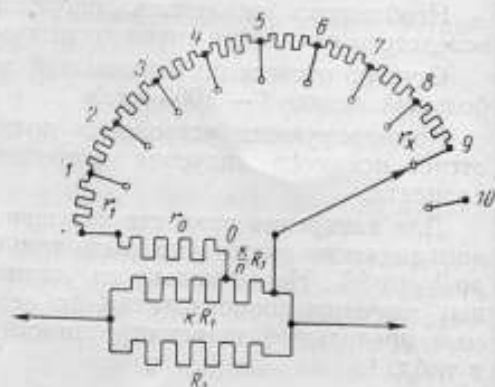


Рис. 6. Электрическая схема декад III-VI.

Во второй декаде при нулевом положении щеток значение полного сопротивления второй декады $R_{II} = 0,9980$ ом. Значение полного сопротивления изменяется от 0,9980 до 0,9989 ом. Все остальные четыре декады имеют общую принципиальную схему (рис. 6).

Для удобства нахождения расчетной формулы и параметров цепи обозначим R_1, kR_1 и $\frac{k}{n} R_1$ — шунтируемую часть сопротивления kR_1 , r_x — шунтирующее сопротивление, состоящее из девяти секций и постоянного сопротивления r_0 .

Выражение для сопротивления R получим из следующей очевидной формулы (рис. 6):

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \left(\frac{1}{kR_1 - \frac{k}{n} R_1 + \frac{k}{n} R_1 r_x} \right),$$

$$R = \frac{R_1^2 \left(k - \frac{k}{n} \right) + n R_1 r_x}{R_1 \left(1 + k - \frac{k}{n} \right) + r_x \left(n + \frac{n}{k} \right)} \quad (5)$$

Для того чтобы сопротивления секций имели положительные значения, необходимо определить минимальное значение полного сопротивления декады R_{\min} . Для этого, приравняв r_x нулю, из формулы (5) находим

$$R_{\min} = \frac{R_1 \left(k - \frac{k}{n} \right)}{1 + k - \frac{k}{n}} \quad (6)$$

Значение шунтирующей части декады находим из формулы (5)

$$r_x = \frac{RR_1 \left(1 + k - \frac{k}{n}\right) - R_1^2 \left(k - \frac{k}{n}\right)}{nR_1 - R \left(n + \frac{n}{k}\right)} \quad (7)$$

Соотношение коэффициентов k/n , n и k параметра R_1 должно быть таким, чтобы при изменении r_x на одну секцию полное сопротивление декад изменялось следующим образом:

декада III на 0,00001 ом; декада IV на 0,000001 ом;

декада V на 0,0000001 ом и декада VI на 0,00000001 ом.

Чтобы найти лучшее соотношение коэффициентов k/n , n и k и сопротивления R_1 , были проанализированы 10 вариантов, при этом каждый вариант включал четыре случая для различных значений k и n .

Значения коэффициентов, которые были приняты для дальнейших расчетов как основные значения параметров декад, сведены в табл. 3.

Таблица 3

Декада	$\frac{k}{n}$	R_1 , ом	$\frac{k}{n} R_1$, ом	$k R_1$, ом	k	n	R_{min} , ом	Изменение полного сопротивления декад $R_{III} + R_{VI}$, ом
III	$\frac{1}{10}$	1	0,1	1	1	10	0,474	0,49990 ÷ 0,49999
IV	$\frac{1}{10}$	1	0,1	1	1	10	0,474	0,499980 ÷ 0,499989
V	$\frac{1}{100}$	1	0,01	1	1	100	0,497	0,4999990 ÷ 0,4999999
VI	$\frac{1}{100}$	1	0,01	1	1	100	0,497	0,49999980 ÷ 0,49999989

Примечание. Декады III и IV, V и VI, имеющие одинаковые коэффициенты k и n , состоят из секций с различными значениями сопротивлений.

Анализ погрешностей

Погрешность, возникшая в результате неточности изготовления секций в шунтирующем сопротивлении r_x (аппаратурная погрешность).

Дифференцируя уравнение (3) по r_x , получаем аппаратурную погрешность для I и II декад:

$$\delta R = \frac{R_1^2}{(R_1 + r_x)^2} \delta r_x$$

Относительная аппаратурная погрешность декад I и II будет равна

$$\frac{\delta R}{R} = \frac{R_1}{(R_1 + r_x) r_x} \delta r_x \quad (8)$$

Дифференцируя уравнение (5) по r_x и производя преобразования, получаем аппаратурную погрешность для III, IV, V и VI декад:

$$\delta R = \frac{\left[R_1 \left(1 + k - \frac{k}{n}\right) + \left(n + \frac{n}{k}\right) r_x \right] n R_1 - \left[R_1^2 \left(k - \frac{k}{n}\right) + n R_1 r_x \right] \left(n + \frac{n}{k}\right)}{\left[R_1 \left(1 + k - \frac{k}{n}\right) + \left(n + \frac{n}{k}\right) r_x \right]^2} \delta r_x \quad (9)$$

Относительная аппаратная погрешность декад III—VI будет

$$\frac{\delta R}{R} = \frac{R_1^2}{\left[R_1^2 \left(k - \frac{k}{n} \right) + n R_1 r_x \right] \left[R_1 \left(1 + k - \frac{k}{n} \right) + \left(n + \frac{n}{k} \right) r_x \right]} \delta r_x, \quad (10)$$

где r_x — регулируемое сопротивление шунтирующей части декады;
 δr_x — величина неточности изготовления каждой секции.

Для того чтобы аппаратная погрешность не превышала $5 \cdot 10^{-5} / 0$, секции должны быть подогнаны с погрешностью 0,05%.

Зная сопротивление секций шунтирующих частей декад и учитывая, что погрешность подгонки составляет 0,05%, можно, пользуясь формулой (10), рассчитать относительную аппаратную погрешность, значения которой приведены в табл. 4.

Таблица 4

Декада	Относительная аппаратная погрешность	
	рассчитанная	допустимая
I	$0,5 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$
II	$0,5 \cdot 10^{-7}$	$5 \cdot 10^{-7}$
III	$0,9 \cdot 10^{-8}$	$5 \cdot 10^{-8}$
IV	$0,1 \cdot 10^{-8}$	$5 \cdot 10^{-8}$
V	$0,9 \cdot 10^{-8}$	$5 \cdot 10^{-8}$
VI	$0,1 \cdot 10^{-8}$	$5 \cdot 10^{-8}$

Допустимую величину относительной погрешности по декадам задавали, исходя из номинального значения сличаемых катушек сопротивления. Сличение катушек номинальным значением 10 ом производится с первой по четвертую декаду, в 1 ом, — начиная со второй по пятую, а в 0,1 ом — начиная с третьей по шестую. Поэтому для декад I, II, III мы задаем различные допустимые значения относительной погрешности. Подгонять постоянные параметры декад следует с погрешностью 0,05%. При проверке компаратора будет измеряться не полное сопротивление декад, а сопротивление отдельных секций шунтирующих частей декад, так как нам важна только разность показаний секций.

Погрешность от изменения токового режима в главной цепи при изменении сопротивления компарирующего устройства. Для компенсационной установки в уравновешенном режиме должны выполняться равенства (рис. 2).

$$i(R_x + R_k) = (i + \Delta i)(R_N + R_x + \Delta R_k), \quad (11)$$

$$R_x = R_N + \Delta R_k + (R_N + R_x) \frac{\Delta i}{i}. \quad (12)$$

Изменение тока Δi при изменении сопротивления R_k на ΔR_k будет выражаться формулой

$$\Delta i = \frac{E}{R_N + R_k + R_x + R_1} - \frac{E}{R_N + R_k + R_x + \Delta R_k + R_1}$$

Обозначая $R = R_N + R_k + R_x + R_1$, получим

$$\Delta i = \frac{E}{R} - \frac{E}{R + \Delta R_k} = \frac{E \Delta R_k}{R^2 + R \Delta R_k}. \quad (13)$$

Подставляя выражение (13) в формулу (12), находим

$$R_x = R_N + \Delta R_k + (R_N + R_x) \frac{E \Delta R_k}{i(R^2 + R \Delta R_k)}$$

или

$$R_x = R_N + \Delta R_k + (R_N + R_x) \frac{\Delta R_k}{R + \Delta R_k}. \quad (14)$$

Последний член в формуле (14) и будет выражать абсолютную погрешность возникшую вследствие непостоянства токового режима

$$\delta_i R_x = (R_N + R_x) \frac{\delta R_x}{R + \delta R_x} \quad (15)$$

Относительная погрешность будет

$$\frac{\delta_i R_x}{R_x} \approx \frac{(R_N + R_x) \delta R_x}{R R_N} \quad (16)$$

Для различных номинальных значений сравниваемых сопротивлений значение относительной погрешности различно, но не должно превышать для 10 ом $1 \cdot 10^{-5}$, для 1 ом $1 \cdot 10^{-6}$, для 0,1 ом $1 \cdot 10^{-7}$. В результате расчетов погрешностей выяснилось, что относительная погрешность для I—III декад составляет $2 \cdot 10^{-4}$ — $10 \cdot 10^{-4}\%$, а для остальных — не превышает допустимой.

Следовательно, погрешность от изменения токового режима возникает при изменении сопротивления только трех первых декад.

Для исключения указанной погрешности первые три декады сделаны двойными. Двойные декады разделены на две половины с равными сопротивлениями, включенными в цепь последовательно. При увеличении сопротивления на одной половине декады сопротивление на второй уменьшается, следовательно, общее сопротивление цепи остается постоянным.

В лаборатории было изготовлено экспериментальное компенсационное устройство и на нем произведены предварительные измерения. Результаты оказались удовлетворительными. Сходимость результата сличения катушек сопротивления на мосте-компараторе и на компенсаторе составила $1 \cdot 10^{-4}\%$.

В изготовленном экспериментальном варианте компенсационной установки не исключена погрешность от изменения токового режима, так как в двойных декадах пока не используются их вторые половины. Следует ожидать, что при исключении погрешности возникшей в результате изменения токового режима, погрешность сличения катушек сопротивления в 0,1; 1 и 10 ом на компенсационной установке практически будет близка к расчетной погрешности $0,5 \cdot 10^{-4}\%$.

Эта компенсационная установка может быть с успехом применена для сличения большегрузных катушек в 1 ом в установке воспроизведения абсолютного значения ома на постоянном токе, так как сопротивления катушек компаратора рассчитаны на ток в 1 а.

ЛИТЕРАТУРА

1. Маликов М. Ф., Метод и оборудование для сравнения эталонов электрического сопротивления, Труды ВНИИМ, № 100, 1932.
2. Карандеев К. Б., Кочин В. А., Неболюбов Ю. Е., О расчете потенциометра для измерения малых электродвижущих сил, Львовский политехн. ин-т, вып. II, 1948.
3. Кротова В. И., Потенциометры, изд. ВНИИМ, 1940.

Поступила в редакцию
11/XII 1964 г.

МАГАЗИН СОПРОТИВЛЕНИЯ ДЛЯ ПЛАВНОЙ РЕГУЛИРОВКИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Описание магазина сопротивления, обеспечивающий плавную регулировку постоянного тока в 1 а от 0,5 до 0,0005%.

При измерении силы тока на токовых весах необходима плавная его регулировка от 0,5 до 0,0005%. С этой целью во ВНИИМ рассчитан и изготовлен магазин сопротивления типа МС-А (рис. 1 и 2), содержащий 4 декады по 10 секций в каждой. В декадах использована принципиальная схема декады Уайта (рис. 3) *

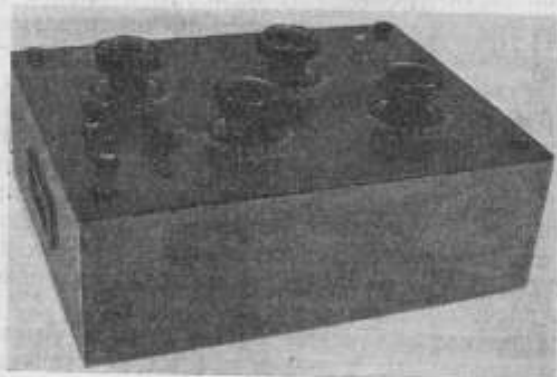


Рис. 1. Общий вид магазина сопротивления.

Полное сопротивление декады выражается известной формулой

$$R_x = \frac{R_1 r_x}{R_1 + r_x}, \quad (1)$$

где R_1 — сопротивление шунтируемой части;
 r_x — сопротивление шунтирующей части.

Следовательно, сопротивление шунтирующей части

$$r_x = \frac{R_1 R_x}{R_1 - R_x}. \quad (2)$$

Ток в цепи равен

$$I = \frac{U}{R_0 + R_x^I + R_x^{II} + R_x^{III} + R_x^{IV}}, \quad (3)$$

* Кротова В. И., Потенциометры, изд. ВНИИМ, 1940.

где U — напряжение цепи;
 R_0 — постоянное сопротивление цепи;
 $R_x^I, R_x^{II}, R_x^{III}, R_x^{IV}$ — соответственно полные сопротивления I, II, III и IV декад.

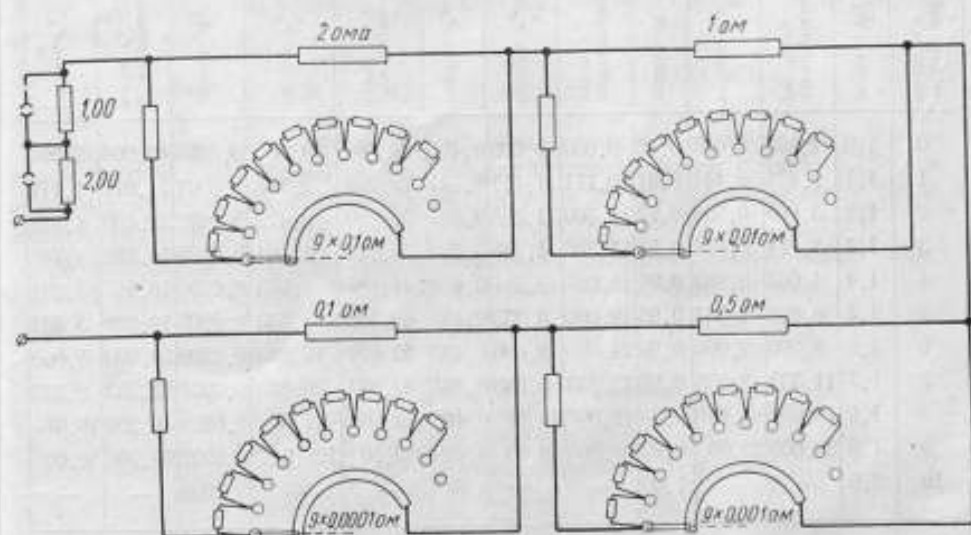


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема магазина сопротивлений.

Ток, протекающий по одной декаде,

$$I = \frac{U}{R + R_x}, \quad (4)$$

где $R = R_0 + R_0'$ — сумма постоянного сопротивления цепи и максимального сопротивления остальных трех декад.

Если в формулу (4) подставить выражение R_x из формулы (1) и продифференцировать ее по r_x , то можно определить изменение тока от изменения сопротивления секций декады

$$\Delta I = - \frac{UR_1^2}{[R_1 R + r_x (R_1 + R)]^2} \Delta r_x. \quad (5)$$

Решая формулу (5) относительно Δr_x , получим формулу расчета сопротивления секций по заданному изменению тока

$$\Delta r_x = - \frac{[R_1 R + r_x (R_1 + R)]^2}{UR_1^2} \Delta I. \quad (6)$$

Значения полных сопротивлений декад, сопротивлений шунтируемых частей и секций, а также шунтируемых сопротивлений декад приведены в табл. 1.

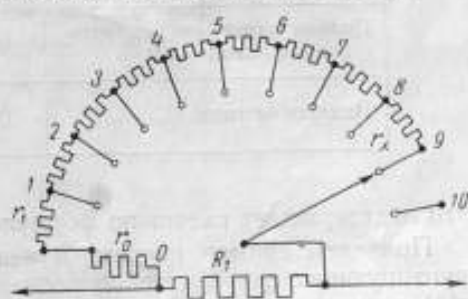


Рис. 3. Электрическая схема декад Уайта.

Таблица 1

Номер проводки для декады x	Декада I ($10 \times 0,1$ ом)			Декада II ($10 \times 0,01$ ом)			Декада III ($10 \times 0,001$ ом)			Декада IV ($10 \times 0,0001$ ом)		
	сопротивление, ом			сопротивление, ом			сопротивление, ом			сопротивление, ом		
	полное, R_x	шунтирующей части, r_x	секции, r'_x	полное, R_x	шунтирующей части, r_x	секции, r'_x	полное, R_x	шунтирующей части, r_x	секции, r'_x	полное, R_x	шунтирующей части, r_x	секции, r'_x
0	1,0	2,000	2,000	0,90	9,000	9,000	0,490	24,500	24,50	0,0990	9,900	9,900
1	1,1	2,444	0,444	0,91	10,111	1,111	0,491	27,278	2,778	0,0991	11,011	1,111
2	1,2	3,000	0,556	0,92	11,500	1,389	0,492	30,750	3,472	0,0992	12,400	1,389
3	1,3	3,714	0,714	0,93	13,286	1,786	0,493	35,214	4,464	0,0993	14,186	1,786
4	1,4	4,667	0,953	0,94	15,667	2,381	0,494	41,167	5,953	0,0994	16,567	2,381
5	1,5	6,000	1,333	0,95	19,000	3,333	0,495	49,500	8,333	0,0995	19,900	3,333
6	1,6	8,000	2,000	0,96	24,000	5,000	0,496	62,000	12,50	0,0996	24,900	5,000
7	1,7	11,333	3,333	0,97	32,333	8,333	0,497	82,833	20,83	0,0997	33,233	8,333
8	1,8	18,000	6,667	0,98	49,000	16,67	0,498	124,50	41,67	0,0998	49,900	16,67
9	1,9	38,000	20,00	0,99	99,000	50,00	0,499	249,50	125,0	0,0999	99,900	50,00
10	2,0	—	—	1,00	—	—	0,500	—	—	0,1000	—	—
R_0 , ом	2,0			1,0			0,5			0,1		

Из табл. 2 видно, что каждая секция, изменяя полное сопротивление декады, изменяет ток в цепи.

Таблица 2

Секция декады	I	II	III	IV
Полное изменение сопротивления декады, ом	0,1	0,01	0,001	0,0001
Изменение тока, %	0,5	0,05	0,005	0,0005

Это подтверждает расчет по формуле (5).

Приведем пример расчета изменения тока в цепи при изменении шунтирующих сопротивлений поочередно в каждой декаде одной (первой) секции:

I декада: $U = 24$ в, $R_1 = 2$ ом, $R = 22$ ом, $r_x = 2$ ом, $\Delta r_x = 0,444$ ом. Подставляя эти значения в формулу (5), получим:

$$\Delta I = - \frac{24 \cdot 0,444}{(44 + 2 \cdot 24)^2} = \frac{24,624}{8464} = - 0,005 \text{ а};$$

II декада: $U = 24$ в, $R_1 = 1$ ом, $R = 23$ ом, $r_x = 9,00$ ом, $\Delta r_x = 1,111$ ом,

$$\Delta I = - \frac{24 \cdot 1,111}{(23 + 9 \cdot 24)^2} = \frac{26,664}{57121} = - 0,0005 \text{ а};$$

III декада: $U = 24$ в, $R_1 = 0,5$ ом, $R = 23,5$ ом, $r_x = 24,5$ ом,
 $\Delta r_x = 2,778$ ом,

$$\Delta I = - \frac{24 \cdot 0,25 \cdot 2,778}{(11,75 + 588,0)^2} = - \frac{16,668}{359700,06} = - 0,00005 \text{ а.}$$

IV декада: $U = 24$ в, $R_1 = 0,1$ ом, $R = 23,9$ ом, $r_x = 9,9$ ом,
 $\Delta r_x = 1,111$ ом

$$\Delta I = - \frac{24 \cdot 0,01 \cdot 1,111}{(2,39 + 237,6)^2} = - \frac{0,26664}{57595,2} = - 0,000005 \text{ а.}$$

Когда рычаги декад поставлены на нулевые контакты, магазин сопротивления будет иметь наименьшее сопротивление, равное 2,489 ом, если же рычаги поставлены на контакт № 10, то сопротивление магазина будет равно 3,6 ом.

Допустимый ток для шунтируемых сопротивлений всех декад $I_{\text{доп}} = 1$ а, для шунтирующих сопротивлений каждой декады:

$$I_I = 0,5 \text{ а; } I_{II} = 0,17 \text{ а; } I_{III} = 0,10 \text{ а; } I_{IV} = 0,16 \text{ а.}$$

Таблица 3

Номер позиций для индекса x	Декада V. $0,00001 \times 10$ ом		
	сопротивление, ом		
	полное, R_x	шунтирующей части, r_x	секций, r_x
0	0,04990	24,95	24,958
1	4991	27,73	2,778
2	4992	31,20	3,472
3	4993	35,66	4,460
4	4994	41,62	5,957
5	4995	49,95	8,333
6	4996	62,45	12,50
7	4997	83,28	20,83
8	4998	124,95	41,67
9	4999	249,95	125,00
10	5000	—	—
R_1 , ом	0,05		

При большем напряжении можно увеличить плавность регулировки тока, так, например, при напряжении $U = 48$ в может осуществляться плавность регулировки от 0,2 до 0,0002%. Для расширения диапазона регулировки можно также добавить еще одну (пятую) декаду (табл. 3).

Поступила в редакцию
 16/VIII 1961 г.

МОСТОВАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ТОЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ СОПРОТИВЛЕНИЙ ТИПА УМИС-1

Даны описание и принцип действия мостовой установки типа УМИС-1 для измерений электрического сопротивления в пределах 0,0001—100 000 ом с предельной погрешностью 0,00001—0,001%.

В 1962—1963 гг. во ВНИИМ разработана и исследована установка одинарно-двойного моста типа УМИС-1 для точных сравнений сопротивлений с равными и неравными номинальными значениями в пределах 0,0001 — 100 000 ом.

Разработка установки вызвана необходимостью повышения точности измерения электрического сопротивления в научно-исследовательских институтах, в государственных и заводских контрольно-измерительных лабораториях.

Создание установки типа УМИС-1 является продолжением метрологической работы [1—5] по повышению точности поддержания в СССР единства измерения электрического сопротивления.

В комплект установки включены: мост типа МИС-1, мера отношений типа КО-1, нагрузочный магазин сопротивления типа МСН-2, гальванометры типов М17/3 и М17/9 с осветителями, амперметр типа М104, стол с установленными на нем переключателями и приборами, провода для подключения сравниваемых сопротивлений и запчасти.

Принципиальная схема моста типа МИС-1 изображена на рис. 1, общий вид установки приведен на рис. 2.

Плечи моста R и R_2 имеют сдвоенные декадные переключатели и общие отсчетные лимбы. Каждое из плеч состоит из четырех шунтированных декад сопротивления $10 \times 0,1$; $10 \times 0,01$; $10 \times 0,001$; $10 \times 0,0001$ ом и трех катушек с номинальными значениями 12,5; 50 и 900 ом. Путем последовательного или параллельного подключения этих сопротивлений к декадам могут быть установлены номинальные значения плеч R и R_2 моста 10, 25, 50, 100 и 1000 ом, которым соответствует относительный отсчет 5555 по лимбам декадных переключателей.

Максимальные пределы изменения сопротивления плеч R и R_2 относительно их номинальных значений составляют: $\pm 0,2222\%$ от 10 ом; $\pm 0,5555\%$ от 25 и 100 ом; $\pm 1,1110\%$ от 50 ом и $0,05555\%$ от 1000 ом с относительным значением единицы отсчета соответственно $4 \cdot 10^{-7}$, $1 \cdot 10^{-6}$, $2 \cdot 10^{-6}$ и $1 \cdot 10^{-7}$. Таким образом, градуировка декад плеч R и R_2 позволяет оценивать результаты измерений непосредственно в миллионных или десятимиллионных долях, выражающих относительные отклонения измерения сопротивлений от их номинального значения.

Плечо R_1 состоит из трех штепсельных декад сопротивления с номинальными значениями ступеней по 100, 10 и 1 ом и катушки 10 000 ом. Декада 10×1 ом может быть частично или полностью включена как

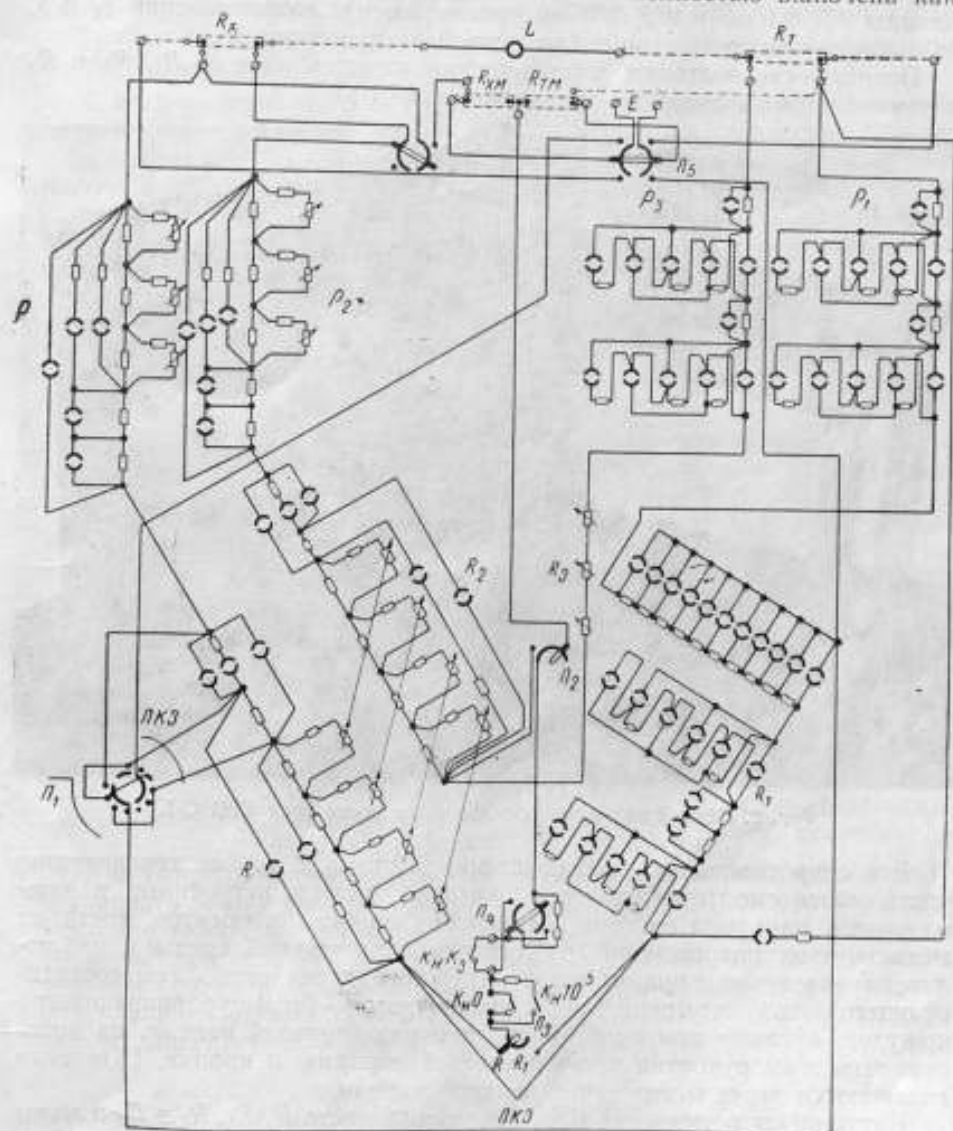


Рис. 1. Схема моста типа МИС-1 (двойной мост).

R_1, R_2, R_3 и R_4 — главные (внешние) и вспомогательные (внутренние) плечи отношения моста; r_1, r_2, r_3 и r_4 — уравнивательные сопротивления; $R_д, R_т, R_дм$ и $R_тм$ — сопротивления сравниваемых катушек и меры отношения; L — перемычка в цепи сравнения моста; $ПКЗ$ — перемычка короткого замыкания внешних плеч моста; $П_1$ — переключатель короткого замыкания плеч R_2 и R_4 и питания моста; $П_2, П_3, П_4$ — переключатели в диагонали гальванометра; $П_5, E$ — переключатель и батарея питания; $П_6$ — переключатель в цепях r_1 и r_2 ; $К_д, К_дм, К_д100, К_д10, К_д1$ — контакты в цепи гальванометра.

в плечо R_1 , так и в сопротивление r_1 . В плечо R_3 включены три обычные декады сопротивления 10×100 ом, 10×10 ом, и 10×1 ом с рычажными переключателями.

Уравнивательные сопротивления r_1 и r_2 состоят из трех шунтированных декад $10 \times 0,01$; $10 \times 0,001$ и $10 \times 0,0001$ ом и катушек сопротив-

ления 0,1667; 0,25 и 1 ом. Номинальные значения сопротивлений при средних положениях декадных переключателей могут быть получены равными 0; 0,1; 0,2; 0,25; 0,35; 0,45; 0,50; 0,60; 0,70; 0,75; 0,85; 0,95; 1 ом. Декады $9 \times 0,1$ ом и $9 \times 0,01$ ом уравнивательных сопротивлений R_1 и R_2 по принципу включения подобны первой декаде плеча R_1 .

Погрешность подгонки сопротивления катушек плеч R , R_1 , R_2 и R_3 к номинальным значениям не превышает 0,01 ÷ 0,02%.

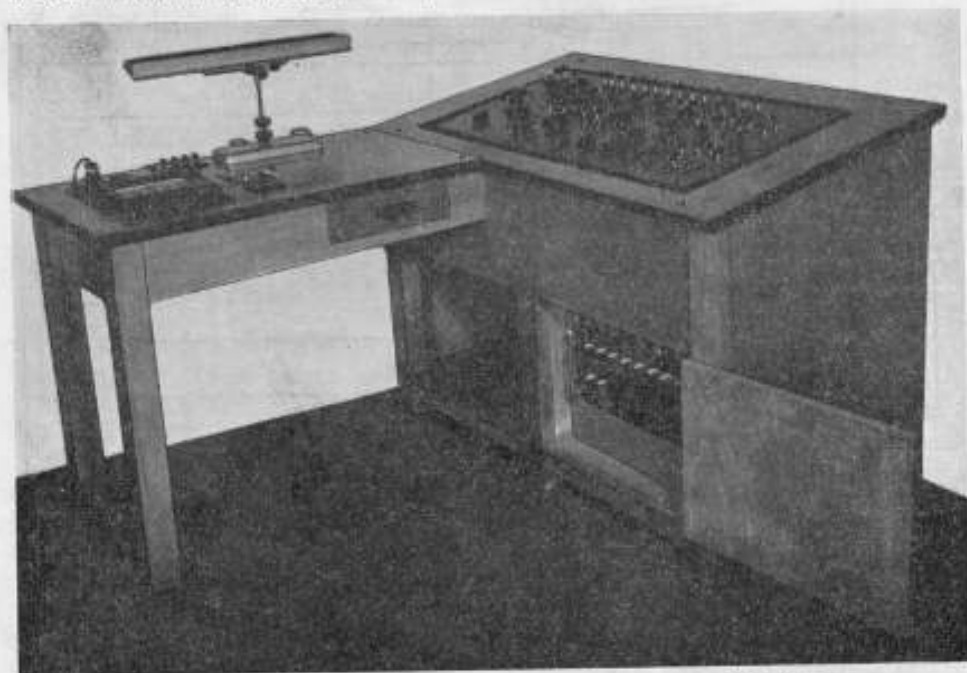


Рис. 2. Общий вид односторонне-двойного моста типа УМИС-1.

Все сопротивления, переключатели, зажимы и другие токоведущие части моста смонтированы на эбонитовых платах, встроенных в алюминиевую панель. Необходимые условия защиты элементов моста от механических повреждений, от влияния окружающей среды и наблюдателя обеспечены при помощи наружного деревянного (термостатирующего) и внутреннего алюминиевого (термоуравнивающего) кожухов, а также при помощи верхней алюминиевой панели, на которую выведены рукоятки переключателей, зажимы и кнопки. Штепсели включаются через отверстия в верхней панели.

Катушки сопротивления плеч отношения моста R , R_1 , R_2 и R_3 и меры отношения герметизированы, они изготовлены из марганца с приблизительно одинаковым температурным коэффициентом со значением не более 0,0015%/град и т. э. д. с. в паре с медью не более 1 мкв/град.

Сопротивления с равными номинальными значениями сравнивают методом замещения или перестановки. Процесс сравнения сопротивлений методом замещения осуществляют путем поочередного включения сравниваемых сопротивлений в одно из плеч моста R_x или R_1 и уравнивания моста с последующим отсчетом показаний. Значение искомого сопротивления R_x определяется по значению образцового сопротивления R_n и отсчетам показаний моста по формуле

$$R_x = R_n [1 + n + (r_x - r_n)], \quad (1)$$

где n — относительное отклонение образцового сопротивления R_N от номинального значения R_n ;

r_x и r_n — отсчеты показания моста в относительном выражении при включении сопротивлений R_x и R_n (со знаком плюс при включении их в плечо R_x и со знаком минус при включении в плечо R_n).

С целью уменьшения температурной погрешности измерения сравниваемые сопротивления необходимо помещать в термостат (ванну) с принудительно перемешиваемым маслом и терморегулятором. В помещении, в котором установлен мост, температуру целесообразно поддерживать во время измерения постоянной, близкой к температуре масла с точностью до $\pm 0,5^\circ \text{C}$. При обеспечении этих условий можно сравнивать сопротивления по замкнутому циклу замещения

$$R_N \rightarrow R_{x_1} \rightarrow R_{x_2} \rightarrow R_{x_3} \rightarrow \dots \rightarrow R_{x_m} \rightarrow R_N,$$

применяя при обработке результатов следующие формулы [2]:

$$\begin{aligned} n &= r_n + C; \\ x_1 &= r_1 + C; \\ x_2 &= r_2 + C; \\ &\dots \dots \dots \\ x_m &= r_m + C; \\ n &= r_n + C; \\ R_{xi} &= R_n (1 + x_i), \end{aligned} \quad (2)$$

где $r_1, r_2, \dots, r_m, r_n$ — отсчеты показания моста;

$x_1, x_2, x_3, \dots, x_m$ — относительные отклонения искоемых сопротивлений от номинального значения R_n ;

C — постоянная показаний моста, соответствующая номинальному значению R_n (определяется из двух уравнений $n = r_n + C$ и усредняется).

Два сопротивления с равными номинальными значениями можно сравнивать также методом перестановки. При этом измеряемое сопротивление включают в плечо R_x , образцовое — в плечо R_n , после чего уравнивают мост и отсчитывают показание r_x . Затем меняют местами сравниваемые сопротивления и вновь уравнивают мост, получая показания r_n . Значение измеряемого сопротивления относительно образцового определяют по формулам (2)

$$x = n + \frac{r_x - r_n}{2}, \quad R_x = R_n (1 + x). \quad (3)$$

При сравнении сопротивлений от 0,0001 до 100 ом установку включают по схеме двойного моста (рис. 1). С целью исключения влияния на результаты измерения сопротивления соединительных проводников и контактов, при помощи которых подключаются сравниваемые сопротивления, двойной мост уравнивают в следующем порядке:

1) при замкнутой перемычке L и разомкнутой ПКЗ мост уравнивают, регулируя сопротивления R и R_2 ;

2) затем замыкают перемычку ПКЗ и уравнивают мост, регулируя сопротивление ρ ;

3) размыкают обе перемычки и уравнивают мост, регулируя сопротивление ρ_2 ;

4) при замкнутой перемычке L и разомкнутой ПКЗ мост вновь уравнивают, регулируя сопротивления R и R_2 , после чего отсчитывают показания моста. Каждое уравнивание производится методом «ложного нуля». О достижении равновесия моста при этом судят по отсутствию отклонения гальванометра при изменении направления тока в цепи питания. С целью контроля процесс уравнивания двойного моста может быть повторен.

Номинальные значения сопротивления регулируемых плеч двойного моста R и R_2 выбирают обычно равными 25 или 100 ом при номинальном отношении $R_x/R_T = 1$ и 100 ом при отношении $R_x/R_T = 10/1$. Напряжение питания моста не должно превышать 2 в. Ток в цепи сравниваемых сопротивлений устанавливают в зависимости от их номинальной мощности, которая для образцовых мер сопротивления не превышает 0,1 вт. Значения сопротивлений ρ , ρ_1 , ρ_2 и ρ_3 устанавливают, исходя из условия равновесия моста. Чувствительность моста должна соответствовать необходимой точности измерения.

При сравнении сопротивлений более 100 ом установку включают по схеме одинарного моста, изображенной на рис. 3. При этом сопротивления R_x и R_T , соединенные последовательно, подключают к выходным потенциальным зажимам плеч R и R_1 , диагональ гальванометра при помощи переключателя Π_2 и зажима O переключают на одинарный мост, переключатель Π_5 устанавливают в положение Π_1 — «питание», а переключатель Π_1 — на значение плеча R «1000 ом». Сопротивления сравнивают, уравнивая мост при помощи плеча R , не используя перемычку ПКЗ и уравнильные сопротивления ρ и ρ_1 , которые переключают на нуль.

Напряжение питания одинарного моста не должно превышать 12 в при номинальном отношении $R:R_1 = 1000 \text{ ом} : 1000 \text{ ом}$ и 18 в при отношении $R:R_1 = 1000 \text{ ом} : 10\,000 \text{ ом}$.

Сопротивления с неравными номинальными значениями сравниваются методом замещения сравниваемых сопротивлений R_x/R_T мерой отношения R_{xm}/R_{Tm} .

В процессе сравнения сопротивление плеча R моста обычно устанавливают на номинальное значение 100 или 50 ом, образцовое сопротивление R_T выбирают в зависимости от номинального значения измеряемого сопротивления R_x . Например, сопротивления 33,00 ом и 33,33 ом могут быть измерены путем сравнения с образцовыми сопротивлениями соответственно 10 и 100 ом при замещении сравниваемых сопротивлений мерой с номинальным отношением R_{xm}/R_{Tm} , равным 0,30 и 0,33. В первом случае измеряемое сопротивление включают в плечо R_T , во втором случае — в плечо R_x .

При включении измеряемого сопротивления в плечо R_x результаты обрабатывают по формулам [2]:

$$\left. \begin{aligned} r_n &= t_n - x_m + r_m; \\ x &= t + r_x - r_n. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где r_m , r_x — отсчеты показания моста в относительном выражении при включении меры отношений и сравниваемых сопротивлений;

r_n — расчетное значение отсчета, соответствующего номинальному отношению сопротивлений плеч моста;

x_m , t_m — относительные отклонения значений, сопротивления меры отношений R_{xm} и R_{Tm} , сопротивлений частей меры от их номинальных значений R_{xm} и R_{Tm} ;

x , t — относительные отклонения значений сравниваемых сопротивлений R_x и R_T от их номинальных значений R_{xm} и R_{Tm} .

При включении измеряемого сопротивления в плечо R_x применяют формулы

$$\left. \begin{aligned} r_{II} &= t_{II} - x_{II} + r_{II}; \\ x &= t - r_x + r_{II}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Значения x_{II} и t_{II} определяют по данным калибровки меры по формулам

$$x_{II} = \frac{R_{xII} - R_{xIIII}}{R_{xIIII}}; \quad t_{II} = \frac{R_{TII} - R_{TIIII}}{R_{TIIII}}$$

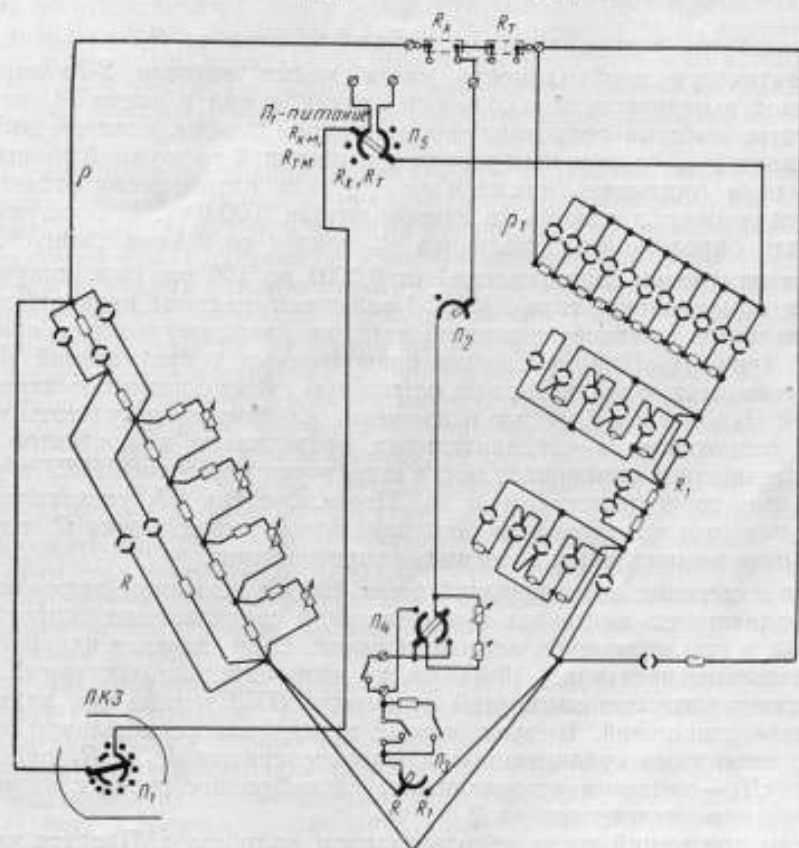


Рис. 3. Схема однарного моста.

Значение измеряемого сопротивления R_x определяют по формуле

$$R_x = R_{xII} (1 + x).$$

а значение R_{xII} — из равенства

$$\frac{R_{xII}}{R_{xIIII}} = \frac{R_{xIIII}}{R_{TIIII}}$$

Число значащих цифр в значениях R_{xII} и R_x устанавливают в зависимости от погрешности образцового сопротивления.

Если отклонения γ , t' или x' сопротивлений плеч R_1 и R_2 от их номинальных значений превышают $0,03 \div 0,05\%$, то при определении искомого значения x необходимо учитывать малые величины 2-го

порядка $\gamma t'$ и $(t' - \gamma)(r_x - r_n)$. Значения γ , t' или x' при этом достаточно знать с погрешностью $0,01 \div 0,05\%$ от номинальных значений сопротивлений, включенных в плечи R_1 и R_7 . Искомое значение x с учетом малых величин 2-го порядка определяют по формулам

$$x = t + r_x - r_n - \gamma t' + t'(r_x - r_n) - \gamma(r_x - r_n) \quad (6)$$

при включении измеряемого сопротивления в плечо R_x и

$$x = t - r_x + r_n + \gamma x' - x'(r_x - r_n) + \gamma(r_x - r_n) \quad (7)$$

при включении измеряемого сопротивления в плечо R_7 .

Практически необходимость учета малых величин 2-го порядка возникает в основном только в том случае, когда в плечо R_1 входят в качестве добавки сопротивления одноомной декады. Если эта добавка превышает 1% , то при измерениях с наивысшей возможной точностью необходимо учитывать также член $\gamma t'_m$ при определении отсчета r_n , который может достигать в данном случае $0,0001\%$. В формулы (4) и (5) для определения r_n величина $\gamma t'_m$ войдет со знаком „минус“.

При измерении сопротивлений от $0,0001$ до 100 ом (при получении отсчета r_x) установку типа УМИС-1 включают по схеме двойного моста с раздельным уравниванием методом последовательных приближений (рис. 1). При замещении сравниваемых сопротивлений мерой отношения мост переключают на одинарную схему с помощью переключателей $П_2$, $П_5$ и $П_6$. С целью исключения влияния на результаты измерения сопротивления соединительных проводников и контактов при уравнивании одинарного моста используют переключки ПКЗ и уравнивательные сопротивления ρ и ρ_1 . Переключатель $П_3$ устанавливают перед началом измерений на потенциальный вывод плеча R или R_1 с меньшим номинальным значением сопротивления.

При измерении сопротивлений более 100 ом установку включают по схеме одинарного моста как при включении сравниваемых сопротивлений, так и при включении меры отношений. Если значение измеряемого сопротивления превышает $10\,000$ ом, то дополнительно одинарный мост уравнивают при замкнутой переключке ПКЗ только при включенной мере отношений. В этом случае перед уравниванием моста с подключенными сравниваемыми сопротивлениями R_x и R_7 переключатель « $П_1$ — питание» устанавливают на выбранное перед измерением номинальное значение плеча R .

Меру отношений перед использованием калибруют. Процесс калибровки меры заключается в определении значения сопротивления каждой секции относительно одной из них, принимаемой условно за единицу измерения. Калибруют меру при помощи включенного по одинарной схеме моста путем взаимного сравнения сопротивления секций. Влияние сопротивления зажимов и соединительных проводников исключается дополнительным уравниванием моста сопротивлениями ρ и ρ_1 при замкнутой переключке ПКЗ.

Две первые секции меры с номинальным значением 10 ом сравнивают методом перестановки (1-ю секцию принимают за единицу измерения), а все другие — методом замещения, включая секции в следующем порядке:

$$\frac{R_{2x}}{R_{1x}} \rightarrow \frac{R_{1x}}{R_{2x}} \rightarrow \frac{R_{3x}}{R_{2x}} \rightarrow \frac{R_{2x}}{R_{3x}} \rightarrow \frac{R_{5x}}{R_{1x}} \rightarrow \frac{R_{1x}}{R_{5x}} \rightarrow \frac{R_{7x}}{R_{0x}} \rightarrow \frac{R_{0x}}{R_{7x}} \rightarrow \frac{R_{0x}}{R_{8x}} \rightarrow \frac{R_{8x}}{R_{0x}}$$

и для контроля включают секции R_{10x} , R_{9x} .

Затем при включении сопротивлений калибруют декаду $10 \times 100 \text{ ом}$ в следующем порядке:

$$\frac{R_{1x}}{R_{1r}} \rightarrow \frac{R_{2x}}{R_{1r}} \rightarrow \frac{R_{2x}}{R_{1r}} \rightarrow \frac{R_{2x}}{R_{3r}} \rightarrow \frac{R_{4x}}{R_{3r}} \rightarrow \frac{R_{4x}}{R_{5r}} \dots \text{ и т. д.}$$

где R_x — суммарное значение сопротивления декады $10 \times 10 \text{ ом}$.

После поэлементной калибровки меры для контроля сравнивают методом перестановки сопротивления одной половины каждой декады с сопротивлением другой ее половины. Степень сходимости полученных результатов с результатами поэлементной калибровки дает возможность судить об отсутствии ошибок и о точности выполненных измерений.

При разработке установки и методики измерения были приняты все меры к тому, чтобы практически полностью исключить все систематические погрешности и уменьшить до минимально возможных значений некоторые случайные погрешности, обусловленные известными причинами.

Для исключения влияния на результаты измерения систематических погрешностей, обусловленных отклонениями сопротивления плеч моста от номинальных значений и другими причинами постоянного характера, используется метод замещения и перестановки — при сравнении сопротивлений с равными номинальными значениями и метод замещения сравниваемых сопротивлений мерой отношения — при измерении сопротивлений, не равных 10^k ом (при k — целом).

Чтобы исключить влияние соединительных проводников и контактов, при помощи которых включаются сравниваемые сопротивления, предусмотрена возможность раздельного уравнивания двойного моста методом последовательных приближений.

Особое внимание при разработке моста было уделено обеспечению возможности уменьшения влияния вариаций контактных сопротивлений переключателей. Для этого применены шунтированные декады с определенным соотношением значений сопротивления параллельных ветвей.

Влияние т. э. д. с. на результаты измерения исключается уравниванием моста методом «ложного нуля» с изменением направления тока в цепи питания.

Все это обеспечивает метрологическую точность сравнения сопротивлений как с равными, так и с неравными номинальными значениями без проверки моста в процессе его эксплуатации.

Результаты исследования опытного образца установки при условии термостатирования сравниваемых сопротивлений позволяют оценить предельную погрешность измерений следующими значениями:

(0,00001 ÷ 0,0002) % при сравнении сопротивлений с равными номинальными значениями от 0,001 до 10 000 ом;

(0,0003 ÷ 0,0005) % при сравнении сопротивлений с номинальным значением 0,0001 ом;

(0,00005 ÷ 0,0005) % при измерении сопротивлений, не равных 10^k ом (при k — целом) в пределах от 0,01 до 100 000 ом и

(0,0005 ÷ 0,001) % при измерении сопротивлений в пределах от 0,01 до 0,0001 ом.

Мостовую установку типа УМИС-1 рекомендуется применять для проверки образцовых и рабочих мер сопротивления, для проверки точных делителей напряжения, мостов и магазинов сопротивления, для выполнения точных температурных измерений при помощи эталонных или образцовых платиновых термометров сопротивления и для ряда других работ, связанных с точными сравнениями сопротивлений как с равными, так и с неравными номинальными значениями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шигорин В. П. Новые переходные меры электрического сопротивления, Труды ВНИИМ, вып. 40(100), 1959.
2. Шигорин В. П. Мост для сравнения эталонных и образцовых сопротивлений в пределах от 0,001 до 100 000 ом, «Измерительная техника», № 4, 1960.
3. Горбачев С. В., Лопатникова А. Н., Светлакова Л. Ф., Шигорин В. П. О переходе в СССР на новые эталоны электрического сопротивления, Труды институтов Комитета стандартов, вып. 67(127), 1962.
4. Шигорин В. П. Новая методика калибровки эталонов электрического сопротивления, «Измерительная техника», № 3, 1963.
5. Шигорин В. П. Схема и методика оценки точности калибровки эталонов электрического сопротивления, Труды институтов Комитета стандартов, вып. 74(134), 1963.

Поступила в редакцию
18/VIII 1964 г.

ПРЯМОУГОЛЬНО-КООРДИНАТНЫЙ КОМПЕНСАТОР ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ДЛЯ РАСШИРЕННОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Рассматривается принцип построения прямоугольно-координатного компенсатора переменного тока для расширенного диапазона частот. Приводится анализ погрешностей компенсатора и предлагается способ их снижения.

В практике электрических и магнитных измерений, а также в различных областях техники контроля и регулирования широкое применение находит компенсационный метод измерения на переменном токе.

Это объясняется достаточно высокой точностью измерения комплексных значений напряжений (токов, сопротивлений), которую обеспечивает данный метод, и возможностью производить эти измерения, не нарушая режим исследуемой цепи.

Наибольшее распространение среди известных в настоящее время разновидностей компенсаторов переменного тока получили прямоугольно-координатные компенсаторы [1], в которых измеряемое напряжение компенсируется геометрической суммой двух находящихся в квадратуре напряжений.

Связь результирующего компенсирующего напряжения и его составляющих при равновесии определяется выражением

$$\dot{U}_x = \dot{U}_c + j\dot{U}_k, \quad (1)$$

где \dot{U}_x и \dot{U}_c и \dot{U}_k — соответственно действующие значения суммарного напряжения и синфазной и квадратурной составляющих этого напряжения.

Выражения для модуля суммарного напряжения и угла сдвига фаз φ относительно одной из его составляющих, например U_c , имеют вид:

$$U_x = \sqrt{U_c^2 + U_k^2}, \quad (2)$$

$$\varphi = \arctg \frac{U_k}{U_c}. \quad (3)$$

Если напряжение питания или рабочий ток компенсатора (в зависимости от того, что является входной величиной компенсатора) совпадают по фазе с напряжением U_c , то φ — сдвиг фаз суммарного напряжения относительно указанных величин.

Одним из основных элементов прямоугольно-координатного компенсатора, от типа которого в значительной степени зависит построение остальных узлов, является устройство для создания 90°-го сдвига. Сдвиг

фаз, равный 90° , между напряжениями на входе и выходе такого устройства может создаваться с помощью RC - или RL -элементов. В современных серийно выпускаемых отечественных компенсаторах в качестве устройства для получения 90° -го сдвига используется преимущественно катушка взаимной индуктивности (прямоугольно-координатные компенсаторы Р 56/1, Р 553, КРТ-2 и ряд приборов специального назначения, построенных по данному принципу).

Наибольший интерес представляют компенсаторы, выполняемые для работы на повышенных частотах. Однако компенсаторы с катушкой взаимной индуктивности и компенсаторы, у которых 90° -й сдвиг создается с помощью сочетаний RC - и RL -элементов, имеют небольшой частотный диапазон (не более $10\,000\text{ гц}$) и их показания в значительной степени зависят от изменения частоты, что позволяет применять их только при номинальных фиксированных частотах в рабочем диапазоне. Между тем потребность в приборах, работающих на более высоких частотах, в настоящее время возрастает.

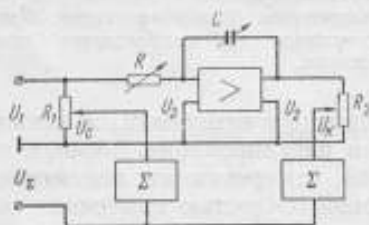


Рис. 1. Принципиальная схема прямоугольно-координатного компенсатора с интегрирующим усилителем.

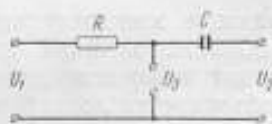


Рис. 2. Эквивалентная схема интегрирующего усилителя.

Использование указанных компенсаторов в широкой полосе частот ограничивается в основном из-за частотных погрешностей устройства 90° -го сдвига и подверженности его различным внешним влияниям. Поэтому применение данного устройства, свободного от перечисленных недостатков, решило бы в целом задачу создания широкодиапазонного по частоте прямоугольно-координатного компенсатора.

Весьма перспективным является применение электронных устройств 90° -го сдвига. Такими устройствами могут служить дифференцирующие и интегрирующие усилители [2]. Первым свойственно усиливать высокочастотные помехи, что может привести к генерированию высокочастотных колебаний, поэтому предпочтение, как правило, отдается интегрирующим усилителям.

Принципиальная схема прямоугольно-координатного компенсатора с интегрирующим усилителем в качестве квадратурного устройства и эквивалентная схема этого усилителя показаны на рис. 1 и 2.

Анализируя эквивалентную схему усилителя и учитывая, что U_3 — напряжение на входе электронного усилителя, можно показать, что его коэффициент передачи определяется выражением

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{K}{1 + (1-K)j\omega CR} \quad (4)$$

где U_1 и U_2 — напряжения на входе и выходе интегрирующего усилителя;

K — коэффициент усиления электронного усилителя без учета обратной связи;

C и R — емкость и сопротивление интегрирующего контура.

При больших значениях коэффициента усиления K это выражение принимает вид:

$$\frac{U_2}{U_1} = -\frac{1}{j\omega CR} \quad (5)$$

Из выражения (5) очевидно, что напряжения U_1 и U_2 сдвинуты один относительно другого на 90° .

Если на всех частотах рабочего диапазона интегрирующего усилителя выполнять условие

$$R = \frac{1}{\omega C}, \quad (6)$$

то

$$U_1 = -jU_2. \quad (7)$$

Следовательно, при соблюдении равенств (6) сдвинутые по фазе на 90° напряжения U_1 и U_2 на входе и выходе интегрирующего усилителя имеют равные амплитуды.

Практически емкость C выполняется в виде набора конденсаторов, а сопротивление R — переменным с необходимой плавностью регулировки. При работе на требуемой частоте устанавливается емкость со значением, соответствующим данному частотному диапазону, и затем регулированием сопротивления достигается условие (6). О наличии этого условия судят по равенству напряжений U_1 и U_2 , которое фиксируется, например, с помощью специального чувствительного вольтметра [3]. При сравнительно небольших значениях емкости и сопротивления свойства интегрирующего усилителя сохраняются до частот порядка 100 кГц.

Если напряжения U_1 и U_2 поддерживаются при всех частотах постоянными и равными друг другу с высокой степенью точности, то делители напряжения R_1 и R_2 могут быть выполнены линейными и идентичными и отградуированы непосредственно в единицах напряжения.

Прямоугольно-координатный компенсатор, построенный по схеме рис. 1, обладает несимметричными относительно земли входом и выходом, что значительно упрощает работу с ним, так как в большинстве случаев сравниваемое и измеряемое напряжения также являются несимметричными относительно земли. Эта особенность компенсатора, однако, вызывает необходимость применения специальных суммирующих устройств Σ для сложения находящихся в квадратуре составляющих U_c и U_n . Такими устройствами могут служить точно подобранные одинаковые сопротивления или идентичные ламповые схемы.

Для получения суммарного компенсирующего напряжения во всех квадрантах комплексной плоскости может быть использована фазоразщепляющая цепь, включенная на входе компенсатора.

Напряжения, измеряемые компенсатором, имеют пределы до 2 в при использовании его без делителя напряжения. В случае применения входного делителя напряжения пределы измерения компенсатора могут быть увеличены в соответствии с пределами делителя.

Амплитудная и фазовая погрешности компенсатора с электронным устройством 90° -го сдвига определяются причинами, общими для всех прямоугольно-координатных компенсаторов [1, 4]. Этими причинами являются: погрешность воспроизведения 90° -го сдвига, фазовые погрешности делителей напряжения, погрешность определения отсчетов, погрешность установления рабочего тока (или питающего напряжения), нелинейные искажения в кривых измеряемого и компенсирующего напряжений. Погрешность компенсатора зависит также от чувствительности и частотной избирательности указателя равновесия.

В рассматриваемом компенсаторе с интегрирующим усилителем отклонение от 90° между его входным и выходным напряжениями (т. е. погрешность интегрирования) зависит от конечного значения коэффициента усиления наличия потерь конденсатора и остаточной реактивности сопротивления интегрирующего контура. Погрешность 90° -го сдвига Θ , обусловленная этими факторами, определяется из выражения (4), если учесть, что входящие в него R и C являются комплексными сопротивлениями Z_R и Z_C . Выражение для Θ тогда имеет вид:

$$\Theta = \frac{1}{K} - \delta + \omega\tau, \quad (8)$$

где δ — угол потерь конденсатора;
 τ — постоянная времени сопротивления.

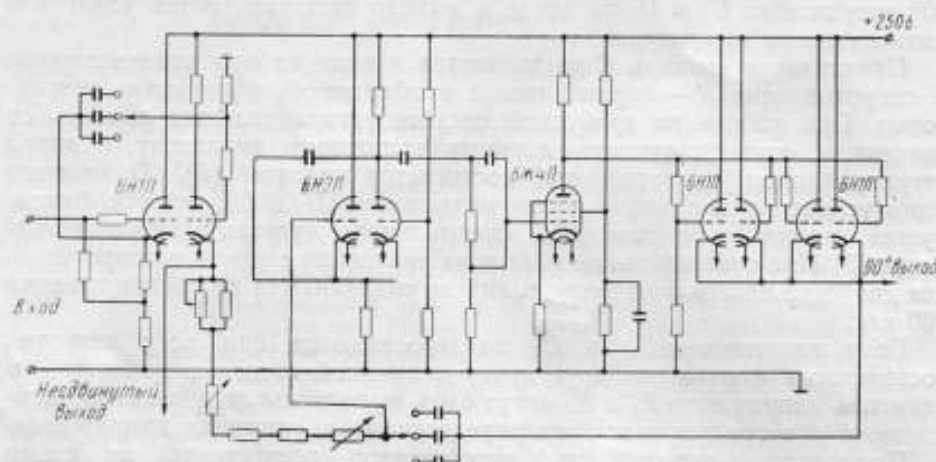


Рис. 3. Принципиальная схема интегрирующего усилителя.

При использовании конденсаторов с высококачественным диэлектриком, имеющим угол потерь порядка 10^{-4} рад (полистироловым, слюдяным), непроволочных сопротивлений, у которых постоянная времени составляет $(1 \div 10) \cdot 10^{-9} \text{ сек}$, и применении усилителя с коэффициентом усиления порядка 2000, можно получить погрешность 90° -го сдвига меньше $0,05^\circ$ на частоте 20 кГц.

Подобные характеристики имеет, например, интегрирующий усилитель [3], принципиальная схема которого приведена на рис. 3.

Амплитудная погрешность у компенсатора при выполнении делителей R_1 и R_2 линейными и идентичными в основном зависит от точности как установления номинального значения напряжения U_1 , так и поддержания равенства этого напряжения и напряжения U_2 на выходе интегрирующего усилителя, а также от точности отсчета и от угловых погрешностей элементов цепи.

Для определения составляющей амплитудной погрешности γ_{21} , обусловленной первыми тремя из перечисленных выше факторов, следует записать формулу (2) применительно к рассматриваемому компенсатору как

$$U_2 = \sqrt{(U_1 k_1)^2 + (U_2 k_2)^2} = U_1 \sqrt{k_1^2 + a^2 k_2^2}, \quad (9)$$

где $a = \frac{U_2}{U_1}$;

k_1 и k_2 — коэффициенты, определяющие отношение сопротивления соответствующего делителя (R_1, R_2) при данном отсчете к его полному сопротивлению.

На основании закона накопления средних погрешностей относительная амплитудная погрешность компенсатора $\gamma_{\Sigma 1}$ при условии, что $a \approx 1$, будет

$$\gamma_{\Sigma 1} = \sqrt{\gamma_{U1}^2 + \frac{k_1^4 \gamma_{k1}^2 + k_2^4 (\gamma_{k2}^2 + \gamma_a^2)}{(k_1^2 + k_2^2)^2}}, \quad (10)$$

где γ_{U1} , γ_{k1} , γ_{k2} и γ_a — соответственно относительные погрешности измерения напряжения, определения k_1 и k_2 и уравнивания напряжений U_1 и U_2 .

Если делители напряжения выполнены по каскадной двухзвенной схеме, наибольшая погрешность отсчета возникает при равных показаниях делителей и включении не более одной катушки основной декады, при этом можно получить $\gamma_{k1} = \gamma_{k2} = 0,1\%$. Напряжение U_1 можно измерить с погрешностью $\gamma_{U1} = 0,1\%$ (например с помощью компарирования с постоянным током). Применяя чувствительные ламповые схемы, можно обеспечить установление равенства напряжений с погрешностью $\gamma_a = 0,05\%$, не измеряя их абсолютные значения. Зная указанные погрешности, можно определить $\gamma_{\Sigma 1} = 0,12\%$.

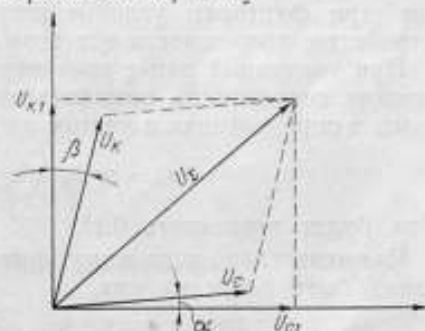


Рис. 4. Векторная диаграмма компенсирующих напряжений.

Связь между второй составляющей амплитудной погрешности $\gamma_{\Sigma 2}$ и фазовыми погрешностями элементов цепи компенсатора становится очевидной при рассмотрении векторной диаграммы компенсирующих напряжения (рис. 4), построенной с учетом фазовых погрешностей. На диаграмме угол β включает в себя угол отклонения от квадратуры θ и угловую погрешность квадратурного делителя напряжения α_2 , которую можно принять равной угловой погрешности синфазного делителя α_1 .

Так как формулой (2) не учитывается отклонение от квадратуры между составляющими компенсирующего напряжения, амплитуда измеряемого напряжения будет определена с погрешностью, равной

$$\gamma_{\Sigma 2} = \frac{U_{\Sigma} - U_{\Sigma \Sigma}}{U_{\Sigma \Sigma}}, \quad (11)$$

где U_{Σ} — суммарное напряжение по формуле (2) при подстановке в нее составляющих U_c и U_k , не находящихся в квадратуре;

$U_{\Sigma \Sigma}$ — действительное значение суммарного напряжения, определяемое по той же формуле, но через U_{c1} и U_{k1} , находящиеся в квадратуре.

Принимая во внимание, что в соответствии с векторной диаграммой

$$U_{c1} = U_c \cos \alpha_1 + U_k \sin \beta$$

и

$$U_{k1} = U_k \cos \beta + U_c \sin \alpha_1,$$

выражение (11) нетрудно привести к виду:

$$\gamma_{\Sigma 2} = - \frac{\sin(\beta + \alpha_1)}{2}. \quad (12)$$

Если угол отклонения от квадратуры Θ приблизительно равен $0,05^\circ$ и такого же порядка будут угловые погрешности синфазного и квадратурного делителей, то $\gamma_{\Sigma 2}$ составит $0,15^\circ$. Полная же амплитудная погрешность такого компенсатора для случая суммирования составляющих $\gamma_{\Sigma 1}$ и $\gamma_{\Sigma 2}$ будет $\gamma_{\Sigma} = \gamma_{\Sigma 1} + \gamma_{\Sigma 2} = 0,3^\circ$.

На фазовую погрешность компенсатора оказывают влияние в основном три фактора: угловые погрешности делителей и квадратурного устройства, погрешности отсчетов и уравнивания напряжений U_1 и U_2 .

При указанных ранее значениях угловых погрешностей Θ , α_1 и α_2 фазовая погрешность компенсатора $\Delta\varphi_1$, вызванная этими погрешностями и определенная с учетом векторной диаграммы, имеет вид

$$\Delta\varphi_1 = \text{arctg} \frac{U_k}{U_c} - \text{arctg} \frac{U_{k1}}{U_{c1}} \approx \frac{\beta + \alpha_1}{2} \quad (13)$$

и не будет превышать $0,1^\circ$.

Применительно к данному компенсатору формула (3) фазового угла может быть записана как

$$\varphi = \text{arctg} a \frac{k_2}{k_1}. \quad (14)$$

Применяя закон накопления средних погрешностей, нетрудно показать, что фазовая погрешность компенсатора $\Delta\varphi_2$ вследствие неточности уравнивания U_1 и U_2 (т. е. из-за погрешности отношения a) и наличия погрешностей отсчета будет

$$\Delta\varphi_2 = \frac{k_1 \cdot k_2}{k_1^2 + k_2^2} \sqrt{\gamma_{k1}^2 + \gamma_{k2}^2 + \gamma_a^2}. \quad (15)$$

Если погрешности γ_{k1} , γ_{k2} и γ_a имеют те же значения, что и ранее, и выполняются прежние условия включения делителей, то $\Delta\varphi_2 = 0,05^\circ$.

Таким образом, наибольшая фазовая погрешность при суммировании составляющих равна

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 = 0,15^\circ.$$

Суммирующие цепи компенсатора имеют достаточно большое входное сопротивление, поэтому не оказывают влияния на величину сопротивления делителей напряжения.

Некоторое несоответствие между амплитудной и фазовой погрешностями объясняется тем, что при измерении сдвига фаз нет необходимости в точном установлении номинального значения напряжения U_1 , а требуется только поддержание равенства U_1 и U_2 . Благодаря этому точность фазовых измерений выше точности определения амплитуды измеряемого напряжения.

Приведенный анализ погрешностей компенсатора с электронным устройством 90° сдвига показывает, что его амплитудная и, в особенности, фазовая погрешности в значительной степени зависят от фазовых погрешностей основных узлов. Кроме того, дополнительные фазовые

сдвиги могут создаваться емкостью и индуктивностью монтажа при более высоких частотах и остальными электронными устройствами.

Устранить фазовые искажения в синфазном и квадратурном каналах компенсатора и снизить основные угловые погрешности представляется возможным, если данный компенсатор будет обеспечивать установление и периодический контроль совпадения по фазе входного напряжения с напряжением на выходе синфазного канала и наличие квадратуры на выходе обоих каналов. Структурные схемы такого компенсатора и дополнительного устройства к нему, необходимого для контроля квадратуры, приведены на рис. 5.

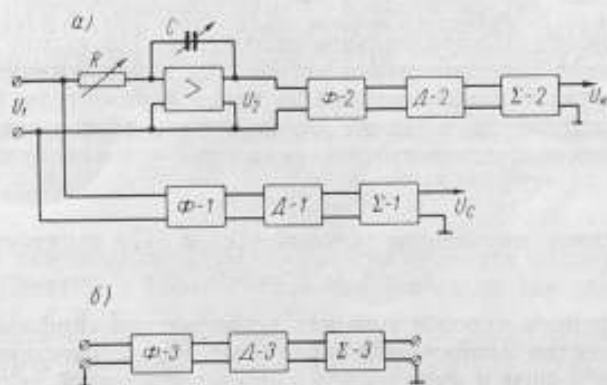


Рис. 5. Структурная схема компенсатора.

Синфазный U_c и квадратурный U_2 каналы компенсатора идентичны и включают вспомогательные фазовращатели Φ для регулирования сдвига фаз около нуля в пределах $\pm 1^\circ$, градуированные делители напряжения D и суммирующие усилители Σ . Дополнительное устройство состоит из неградуированного делителя $D-3$, неградуированного фазовращателя $\Phi-3$ с пределами регулировки $0 \div 100^\circ$ и суммирующего усилителя $\Sigma-3$, аналогичного усилителям в основной схеме компенсатора.

Весьма удобно для контроля указанных фазовых сдвигов применить фазочувствительный нулевой указатель [5], который дает возможность раздельно фиксировать равенство амплитуд сравниваемых напряжений и наличие нулевого сдвига (противофазности) между ними.

Одновременно с помощью данного указателя можно устанавливать равенство напряжений на выходе синфазной и квадратурной цепей компенсатора, что при максимальных показаниях его отсчетных устройств соответствует установлению равенства напряжений на входе и выходе интегрирующего усилителя. Вследствие этого отпадает необходимость применения чувствительного балансного вольтметра. При последующей работе с компенсатором указатель используется, как обычно, для определения момента компенсации.

Отсутствие дополнительных сдвигов в синфазном канале и устранение затухания в его цепи проверяют достаточно просто. Для этого напряжения со входа компенсатора U_1 и с выхода синфазного канала подают на нулевой указатель, который приводят к нулевому показанию путем незначительных изменений фазы и амплитуды.

Контроль и установление квадратуры включает две операции. Сначала квадратурную цепь и дополнительное устройство включают последовательно, а на нулевой указатель подают напряжения с выхода как

этого устройства, так и синфазной цепи. При нулевом показании указателя, достигаемом небольшим регулированием фазы и амплитуды в квадратурной цепи и дополнительном устройстве, выполняется условие

$$K_2 \cdot K_3 = 1; \quad \varphi_2 + \varphi_3 = 180^\circ, \quad (16)$$

где K_2 и K_3 — коэффициенты передачи компенсатора (вход компенсатора — выход квадратурной цепи) и дополнительного устройства;

φ_2 — сдвиг фаз напряжений на входе компенсатора и выходе квадратурного канала;

φ_3 — то же, на входе и выходе дополнительного устройства.

Затем производят параллельное включение. На выход синфазного канала включают дополнительное устройство, и напряжения с выходов его и квадратурного канала подают на нулевой указатель. Регулированием фазы и амплитуды в тех же цепях, что и в случае последовательного включения, получают нулевое показание указателя, при котором

$$K_2 = K_3; \quad \varphi_2 = \varphi_3. \quad (17)$$

Одновременное выполнение условий (16) и (17) означает, что

$$K_2 = 1 \text{ и } \varphi_2 = 90^\circ. \quad (18)$$

В рассмотренном способе точность установления синфазности, квадратуры и равенства напряжений определяется чувствительностью нулевого указателя к фазе и амплитуде и при ее достаточной величине могут быть получены весьма высокие показатели. Необходимо заметить, что требования к стабильности элементов должны быть довольно жесткими.

ЛИТЕРАТУРА

1. Арутюнов В. О. Электрические измерительные приборы и измерения, ГЭИ 1959.
2. Корн Г. и Корн Т. — Электронные моделирующие устройства, ИЛ, 1955.
3. Kritz, Precision Phasometer for Audio Frequencies, *Electronics*, № 10, 1950.
4. Рождественская Т. В., О поверке однофазных фазометров компенсационным методом, Труды ВНИИМ, вып. 38(99), 1959.
5. Галахова О. П., Фазочувствительный нулевой указатель, «Новые научно-исследовательские работы по метрологии», Информационный сборник, ВНИИМ, № 4. Стандартгиз, 1964.

Поступила в редакцию
23/XI 1964 г.

СОСТОЯНИЕ ОБРАЗЦОВЫХ НОРМАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
1-го РАЗРЯДА ИНСТИТУТОВ ГОСКОМИТЕТА

Приводятся результаты проводившегося с 1946 по 1963 г. сличения образцовых нормальных элементов 1-го разряда. Освещаются вопросы хранения единицы э. д. с., поддержания единства мер и передачи их значений науке и технике.

Одной из важнейших задач метрологии является поддержание единства мер в Советском Союзе, особенно в связи со все возрастающими требованиями к точности измерений.

Электрические измерения, проводимые в различных областях науки и техники, где, в частности, применяются меры э. д. с. — нормальные элементы (н. э.), требуют высокой точности исходных мер.

Поддержание единства измерений в области мер э. д. с. осуществляется передачей значения единицы э. д. с. в соответствии с поверочной схемой*. Во главе поверочной схемы для н. э. стоит первичный групповой эталон вольта. От него значение э. д. с. передается вторичным эталоном — рабочим эталоном вольта, которые, в свою очередь, передают значение э. д. с. образцовым н. э. 1-го разряда.

Образцовые н. э. 1-го разряда ежегодно сличаются с рабочими эталонами вольта ВНИИМ посредством компаратора постоянного тока с предельной погрешностью, не превышающей $\pm 2 \cdot 10^{-4}\%$. Допустимое изменение э. д. с. этих н. э. за год составляет $10 \cdot 10^{-4}\%$.

Образцовые н. э. 1-го разряда изготавливаются и применяются во ВНИИМ, применяются в институтах Госкомитета и контрольных лабораториях, служат для сличения с ними образцовых н. э. 2-го разряда и для поверки рабочих н. э. класса I.

Проводимые во ВНИИМ ежегодно сличения образцовых н. э. 1-го разряда имеют практическое значение, так как способствуют поддержанию постоянства электрических измерений и служат для дальнейшей передачи значения единицы э. д. с.

В настоящей статье рассматривается состояние образцовых н. э. 1-го разряда институтов Госкомитета за 18 лет их применения (с 1946 по 1963 г.).

С 1946 по 1956 г. образцовые н. э. 1-го разряда сличались с эталонными н. э. сравнения, с 1956 г. по настоящее время они сличаются с рабочими эталонами вольта ВНИИМ.

В 1955 г. абсолютным методом был осуществлен переход на новое среднее значение э. д. с. первичного группового эталона вольта, равное 1,018608 в, вместо ранее существовавшего, равного 1,018593 в. Таким

* Поверочная схема № 23 для нормальных элементов, «Поверочные схемы», Стандартгиз, 1960.

образом, значение группового эталона повысилось на 15 мкв, следовательно, и у остальных нижестоящих эталонных п. э. значение э. д. с. также возросло на эту величину.

На заседании Ученого совета ВНИИМ 3 июля 1956 г. были утверждены изготовленные в 1951 г. рабочие эталоны вольты ВНИИМ № 5637, 5662, 5677 и 5679, хранимые во ВНИИМ и представляющие собой насыщенные п. э.

Значения э. д. с. рабочих эталонов вольты ВНИИМ определяются путем сличения их с первичным групповым эталоном вольты. Результаты этих сличений приведены в табл. 1 и 2 и на рис. 1.* Они показывают, что наилучшим рабочим эталоном вольты является п. э. № 5637, годовые изменения значения э. д. с. которого лежат в пределах 1 мкв (от 0,7 до 0,9 мкв).

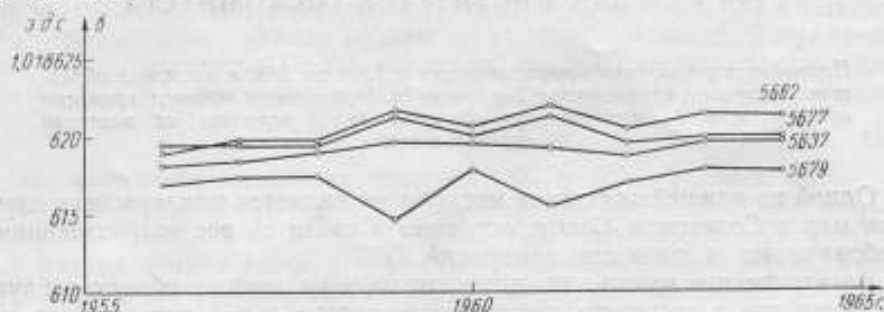


Рис. 1. Значение э. д. с. рабочих эталонов вольты ВНИИМ.

Таблица 1

Номер эталона	Значение э. д. с. (в вольтах) рабочих эталонов вольты ВНИИМ при 20° С по годам									
	1955	1957	1958	1959	1960	1961	1962	1963	1964	
5637	1,0186192	1,0186186	1,0186188	1,0186197	1,0186195	1,0186194	1,0186187	1,0186196	1,0186197	
5662	6191	6198	6198	6218	6206	6219	6205	6215	6216	
5677	6195	6195	6195	6212	6200	6215	6192	6200	6200	
5679	6171	6175	6175	6147	6180	6154	6171	6180	6179	

Таблица 2

Номер эталона	Изменение значений э. д. с. (в микровольтах) рабочих эталонов вольты ВНИИМ по годам								Среднее годовое изменение э. д. с.	
	1957-1956	1958-1957	1959-1958	1960-1959	1961-1960	1962-1961	1963-1962	1964-1963		
	от	до								
5637	0,4	0,2	0,9	-0,2	-0,1	-0,7	0,9	0,1	-0,7	0,9
5662	0,7	0,0	2,0	-1,2	1,3	-1,4	1,0	0,1	-1,4	2,0
5677	0,0	0,0	1,7	-1,2	1,5	-2,3	0,8	0,0	-2,3	1,7
5679	0,4	0,0	-2,8	3,3	-2,5	-1,7	0,9	-0,1	-2,8	3,3

* На рис. 1-6 у кривых указаны номера п. э.

Таблица 3

Номер элемента	Значение э. д. с. (в вольтах) образцовых н. э. 1-го разряда ВНИИМ при 20° С по годам								
	1945	1947	1948	1949	1950	1951	1952	1953	1954
2725	1,0185339	1,0185362	1,0185387	—	1,0185315	1,0185369	1,0185329	1,0185302	1,0185362
2728	5950	5963	5975	1,0183945	5916	5956	5927	5947	5949
2755	5962	5971	5985	5993	5956	5947	5930	5952	5953
2975	—	—	6045	6064	6048	6025	6011	6052	6053

Продолжение табл. 3

Номер элемента	Значение э. д. с. (в вольтах) образцовых н. э. 1-го разряда ВНИИМ при 20° С по годам								
	1955	1955	1957	1958	1959	1960	1961	1962	1963
2725	1,0185137	1,0185118	1,0185128	1,0185126	1,0185129	1,0185136	1,0185123	1,0185129	1,0185187
2728	6109	6098	6108	6107	6100	6106	6111	6097	6090
2755	6113	6102	6108	6106	6109	6106	6105	6112	6095
2975	6210	6195	6190	6193	6205	6190	6188	6189	6125

Таблица 4

Номер элемента	Изменение значений э. д. с. (в милливольтах) образцовых н. э. 1-го разряда ВНИИМ по годам								
	1947—1946	1948—1947	1949—1948	1950—1949	1951—1950	1952—1951	1953—1952	1954—1953	1955—1954
2725	2,3	2,5	-3,6	-3,6	5,4	-4,0	3,3	0,0	17,5 (2,5)
2728	1,3	1,2	-2,9	-3,0	4,0	-2,9	2,0	0,2	16,0 (1,0)
2755	0,9	1,4	0,8	-3,7	-0,9	-1,7	2,2	0,1	16,0 (1,0)
2975	—	—	1,9	-1,6	-2,3	-1,4	4,1	0,1	15,7 (0,7)

Продолжение табл. 4

Номер элемента	Изменение значений э. д. с. (в микровольтах) образцовых н. э. 1-го разряда ВНИИМ по годам							
	1955—1955	1957—1956	1958—1957	1959—1958	1960—1959	1961—1960	1962—1961	1963—1962
2725	-1,9	1,0	-0,2	0,3	0,7	-1,3	0,6	5,8
2728	-1,1	1,0	-0,1	-0,7	0,6	0,5	-1,4	-0,7
2755	-1,1	0,6	-0,2	0,3	-0,3	0,0	0,6	-1,7
2975	-1,5	-0,5	0,3	1,3	-1,0	-0,8	-3,9	-2,4

Рабочие эталоны вольты удовлетворяют всем метрологическим требованиям, предъявляемым к эталонным н. э., годовые изменения значения их э. д. с. не превышают допустимого и равного 5 мкв.

Во ВНИИМ в качестве образцовых н. э. 1-го разряда применяются четыре насыщенных н. э. Н-образной формы за № 2725, 2728, 2755 и 2975, изготовленные в 1937 г. Результаты сличений их за 18 лет приведены в табл. 3, 4 и 5 и на рис. 2.

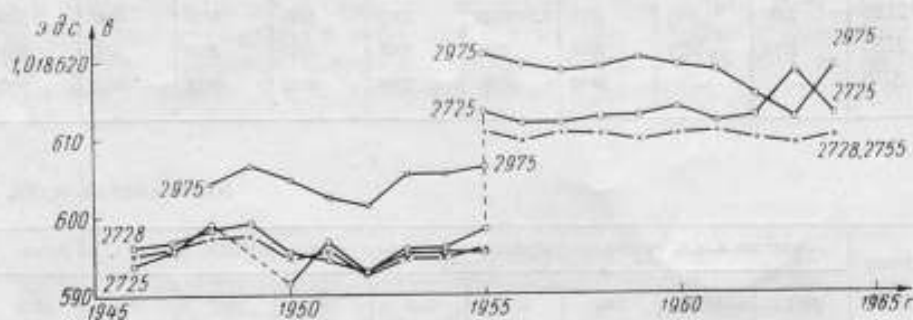


Рис. 2. Значение э. д. с. образцовых н. э. 1-го разряда ВНИИМ.

Таблица 5

Номер элемента	Изменение значений э. д. с. (в микровольтах) образцовых н. э. 1-го разряда ВНИИМ по годам				среднее
	годовое		суммарное		
	от	до	понижение	повышение	
2725	-4,0	+5,8	-14,6	+24,4	+9,8*
2728	-3,0	+4,0	-12,8	+11,8	-1*
2755	-3,7	+2,2	-9,6	+7,9	-1,7*
2975	-2,4	+4,1	-15,4	+8,4	-7,0**

* За 18 лет.
** За 16 лет.

Анализируя полученные данные, можно сделать следующие выводы: два н. э., № 2728 и 2755, находятся в хорошем состоянии, так как значение их э. д. с. изменилось соответственно на -1 и на -1,7 мкв, два других элемента, № 2725 и 2975, находятся в удовлетворительном состоянии, значения их э. д. с. изменилось соответственно на 9,8 и на -7,0 мкв.

По этим четырем образцовым н. э. 1-го разряда ведутся все основные работы лаборатории: испытание типа, перееаттестация н. э. на первый класс и поверка н. э. I и II классов.

Во Всесоюзном научно-исследовательском институте Госкомитета (ВНИИ ГК) в качестве образцовых н. э. 1-го разряда применяются пять насыщенных н. э., изготовленных в 1936 г., причем три из них, № 15, 17 и 20, имеют концентрическую форму и два № 1188 и 1190, — Н-образную.

Ежегодно в течение 18 лет эти элементы привозили из Москвы и Ленинград для сличения с рабочими эталонами вольты ВНИИМ. Результаты этих сличений приведены в табл. 6, 7 и 8 и на рис. 3.

Таблица 6

Номер элемента	Значение э. д. с. (в вольтах) образцовых и. э. 1-го разряда ВНИИГК при 20° С по годам								
	1946	1947	1948	1949	1950	1951	1952	1953	1954
15	1,018578	1,0185809	1,0185798	1,0185807	—	—	1,0185745	1,0185799	1,0185777
17	580	5877	5872	5894	—	—	—	5846	5834
20	589	5934	5966	5969	1,0185943	1,0185929	5942	5958	5968
770	614	6182	6171	6171	6158	6132	6089	6113	6126
1190	600	6016	6000	5988	5934	5967	5942	5970	5964

Продолжение табл. 6

Номер элемента	Значение э. д. с. (в вольтах) образцовых и. э. 1-го разряда ВНИИГК при 20° С по годам								
	1955	1955	1957	1958	1959	1960	1961	1962	1963
15	1,0185861	1,0185943	1,0185918	1,0185927	1,0185907	1,0185958	1,0185948	1,0185935	1,0185957
17	5953	6026	6002	6004	5997	6053	6030	6007	6023
20	6066	6166	6122	6135	6122	6170	6129	6135	6155
1188	—	6077	6045	6017	5996	5997	5994	5940	5955
1190	6075	6129	6108	6106	6092	6120	6117	6085	6107

Таблица 7

Номер элемента	Изменение значения э. д. с. (в микровольтах) образцовых и. э. 1-го разряда ВНИИГК по годам								
	1947—1946	1948—1947	1949—1948	1950—1949	1951—1950	1952—1951	1953—1952	1954—1953	1955—1954
15	2,9	-1,1	0,9	—	—	-6,2	1,4	1,8	8,4 (-6,6)
17	7,7	-0,5	2,2	—	—	—	-4,8	-1,2	11,9 (-3,1)
20	4,4	3,2	0,3	-2,6	-1,6	-1,7	1,6	1,0	9,8 (-5,2)
770	4,2	-1,1	0,0	-1,3	-2,6	-4,3	2,4	1,3	—
1190	1,6	-1,6	-1,2	-5,4	3,3	-2,5	2,8	-1,6	12,1 (-2,9)

Продолжение табл. 7

Номер элемента	Изменение значения э. д. с. (в микровольтах) образцовых и. э. 1-го разряда ВНИИГК по годам							
	1956—1955	1957—1956	1958—1957	1959—1958	1960—1959	1961—1960	1962—1961	1963—1962
15	8,2	-2,5	0,9	-2,0	5,1	-1,0	-1,3	2,2
17	7,3	-2,4	0,2	-0,7	5,6	-2,3	-2,3	1,6
20	10,0	-4,4	1,3	-1,3	4,8	-4,1	0,6	2,0
1188	—	-3,2	-2,8	-2,1	0,1	-0,3	-5,4	1,5
1190	5,4	-2,1	-0,2	-1,4	2,8	-0,3	-3,2	2,2

Таблица 8

Номер элемента	Изменение значений э. д. с. (в милливольтях) образцовых н. э. 1-го разряда ВНИИГК по годам				среднее
	годовое		суммарное		
	от	до	понижение	повышение	
15	-6,6	8,2	-20,7	23,4	+2,7*
17	-3,1	7,7	-17,3	24,6	+7,3*
20	-5,2	10	-19,3	30,8	+11,5*
770	-4,3	4,2	-9,3	7,9	-1,4**
1190	-5,4	5,4	-22,4	18,1	-4,3*

* За 18 лет.
** За 9 лет.

В 1955 г. н. э. № 770 заменили н. э. № 1188, который применяется до настоящего времени. Значение э. д. с. этого н. э. колеблется от -5,4 до 14,7 мкв, суммарное повышение составляет 16,3 мкв, а понижение -13,8 мкв, следовательно, за 9 лет значение э. д. с. возросло на 2,5 мкв.

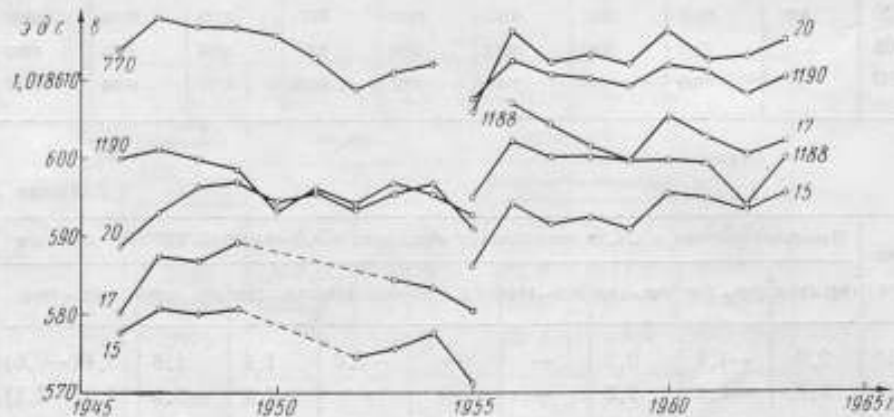


Рис. 3. Значение э. д. с. образцовых н. э. 1-го разряда ВНИИГК.

Н.э. № 1190 в течение 18 лет применялся в качестве образцового н.э. 1-го разряда.

На основании приведенных данных можно сделать следующий вывод: три н.э., № 15, 1188 и 1190, находятся в хорошем состоянии.

Образцовые н.э. 1-го разряда ВНИИГК удовлетворяют предъявляемым к ним требованиям и могут в дальнейшем применяться в качестве н.э. 1-го разряда.

В Свердловском филиале ВНИИМ в качестве образцовых н.э. 1-го разряда применяются четыре насыщенных н.э. Н-образной формы, № 2939, 2942 и 2943, изготовленные в 1940 г., и № 5832, изготовленный в 1954 г.

В течение четырех лет, с 1946 по 1949 г., применялся н.э. № 2938, но в 1950 г. у него оборвался электрод и он был заменен н.э. № 5747, который, в свою очередь, в 1958 г. также был заменен н.э. № 5832, служащим и по настоящее время.

В течение 18 лет из Свердловска в Ленинград доставлялись н. э. для ежегодных очередных сличений с рабочими эталонами ВНИИМ. В табл. 9, 10 и 11 и на рис. 4 приведены результаты этих сличений с 1946 по 1963 г.

Таблица 9

Номер элемента	Значение э. д. с. (в вольтах) образцовых н. э. 1-го разряда Свердловского филиала ВНИИМ при 20° С по годам								
	1946	1947	1948	1949	1950	1951	1952	1953	1954
2939	1,018637	1,0186377	1,0186386	1,0186390	1,0186354	1,0186378	1,0186370	1,086389	1,086386
2942	573	5763	5762	...	5742	5710	5724	5733	5712
2943	599	5713	5711	...	5774	5078	5685	5700	5677

Продолжение табл. 9

Номер элемента	Значение э. д. с. (в вольтах) образцовых н. э. 1-го разряда Свердловского филиала ВНИИМ при 20° С по годам								
	1955	1956	1957	1958	1959	1960	1961	1962	1963
2939	1,0186539	1,0186548	1,0186551	1,0186515	1,0186540	1,0186516	1,0186510	1,0186332	1,0186475
2942	5889	5861	5870	5854	5886	5874	5888	5872	5869
2943	5874	5849	5858	5827	5855	5837	5861	5850	5847
5832	—	—	—	6121	6147	6135	6137	6117	6105

Таблица 10

Номер элемента	Изменение значения э. д. с. (в микровольтах) образцовых н. э. 1-го разряда Свердловского филиала ВНИИМ по годам								
	1947—1946	1948—1947	1949—1948	1950—1949	1951—1950	1952—1951	1953—1952	1954—1953	1955—1954
2939	0,7	0,9	0,7	-3,9	2,4	-0,8	1,9	-0,3	17,3 (2,3)
2942	3,3	-0,1	—	—	-3,2	1,4	0,9	-2,1	17,7 (2,7)
2943	2,3	-0,2	—	—	-9,6	0,8	2,3	-3,2	19,7 (4,7)

Продолжение табл. 10

Номер элемента	Изменение значения э. д. с. (в микровольтах) образцовых н. э. 1-го разряда Свердловского филиала ВНИИМ по годам							
	1956—1955	1957—1956	1958—1957	1959—1958	1960—1959	1961—1960	1962—1961	1963—1962
2939	-1,1	0,3	-3,6	2,5	-2,4	-0,6	2,2	-5,7
2942	-2,8	0,9	-1,6	3,2	-1,2	1,4	-1,6	-0,3
2943	-2,5	0,9	-3,1	2,9	-1,9	2,4	-1,1	-0,3
5832	—	—	—	2,6	-1,2	0,2	-2,0	-1,1

Таблица 11

Номер элемента	Изменение значений э. д. с. (в микровольтах) образцовых н. э. 1-го разряда Свердловского филиала ВНИИМ по годам				
	годовое		суммарное		среднее
	от	до	понижение	повышение	
2939	-5,7	2,5	-18,4	13,9	-4,5*
2942	-3,2	3,3	-14,9	13,8	-1,1*
2943	-9,6	4,7	-21,9	22,6	+0,7*
5832	-2,0	2,6	-4,3	2,8	-1,5**

* За 18 лет.
** За 6 лет.

Н. э. Свердловского филиала ВНИИМ № 2939, 2942, 2943 находятся в хорошем состоянии, так как изменения значения их э. д. с. за 18 лет соответственно составляют $-4,5$; $-1,1$ и $0,7$ мкв и за 6 лет равны $-1,5$ мкв.

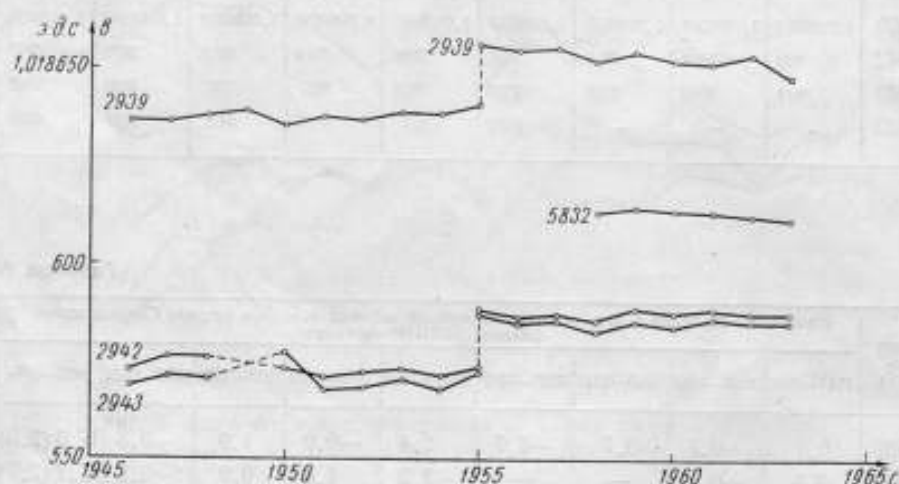


Рис. 4. Значение э. д. с. образцовых н. э. 1-го разряда Свердловского филиала ВНИИМ.

В Харьковском государственном институте мер и измерительных приборов (ХГИМИП) в качестве образцовых н. э. 1-го разряда применяются пять насыщенных н. э. Н-образной формы: два из них, — № 6500_I, 6500_{II}, 6501_I, 6501_{II} — двойные, изготовленные в 1939 г., н. э. № 5700 изготовлен в 1950 г.

Эти образцовые н. э. ежегодно, в течение 18 лет, доставляются из Харькова в Ленинград для сличения с рабочими эталонами ВНИИМ, результаты этих сличений приведены в табл. 12, 13 и 14 и на рис. 5.

Таблица 12

Номер элемента	Значение э. д. с. (в вольтах) образцовых н. э. 1-го разряда ХГИМИП при 20° С по годам								
	1946	1947	1948	1949	1950	1951	1952	1953	1954
6501 _I	1,0185809	1,0185822	1,0185863	1,0185852	1,0185845	1,0185898	1,0185809	1,0185864	1,0185824
6501 _{II}	5871	5742	5829	5839	5941	5889	5839	5892	5871
6500 _I	—	—	6252	6236	6219	6227	6217	6199	6187
6500 _{II}	—	—	6188	6165	6126	6126	6110	6035	6071
5700	—	—	—	—	—	—	—	6003	6026

Продолжение табл. 12

Номер элемента	Значение э. д. с. (в вольтах) образцовых н. э. 1-го разряда ХГИМИП при 20° С по годам								
	1955	1956	1957	1958	1959	1960	1961	1962	1963
6501 _I	1,0185907	1,0185998	1,0185985	1,0185968	1,0185990	1,0185989	1,0186014	1,0186012	1,0185989
6501 _{II}	5974	6096	6033	6009	6038	6027	6046	6059	6042
6500 _I	6301	6357	6330	6319	6339	6321	6335	6331	6304
6500 _{II}	6153	6216	6199	6172	6177	6120	6120	6137	6132
5700	6180	6207	6216	6214	6193	6234	6212	6235	6212

Таблица 13

Номер элемента	Изменение значения э. д. с. (мкв) образцовых н. э. 1-го разряда ХГИМИП по годам								
	1947—1946	1948—1947	1949—1948	1950—1949	1951—1950	1952—1951	1953—1952	1954—1953	1955—1954
6501 _I	1,3	4,1	-1,1	-0,7	2,3	-5,9	5,5	-4,0	11,3 (-3,7)
6501 _{II}	7,1	8,7	-1,0	-0,2	4,8	-5,0	5,3	-2,1	10,3 (-4,7)
6500 _I	—	—	-1,6	-1,7	0,8	-1,0	-1,8	-1,2	11,4 (-3,6)
6500 _{II}	—	—	-2,3	-3,9	0,0	-1,6	-7,5	3,6	8,2 (-6,8)
5700	—	—	—	—	—	—	—	2,3	12,4 (-2,6)

Продолжение табл. 13

Номер элемента	Изменение значения э. д. с. (мкв) образцовых н. э. 1-го разряда ХГИМИП по годам							
	1956—1955	1957—1956	1958—1957	1959—1958	1960—1959	1961—1960	1962—1961	1963—1962
6501 _I	6,1	-1,3	-1,7	2,2	-0,1	2,5	-0,2	-2,3
6501 _{II}	6,2	-0,3	-2,4	2,9	-1,1	1,9	1,3	-1,7
6500 _I	5,6	-2,7	-1,1	2,0	-1,8	1,4	-0,4	-2,7
6500 _{II}	6,3	-1,7	-2,7	0,5	-5,7	0,0	1,7	-0,5
5700	5,7	0,9	-0,2	-2,1	3,1	-1,2	2,3	-2,3

Таблица 14

Номер элемента	Изменение э. д. с. (в микровольтах) образцовых н. э. 1-го разряда ХГИМИП по годам				
	годовое		суммарное		среднее
	от	до	повышение	понижение	
6501 _I	-5,9	+6,1	24	-21	+3
6501 _{II}	-5,0	+8,7	38,2	-18,5	+19,7
6500 _I	-3,6	+5,6	9,8	-19,6	-9,8*
6500 _{II}	-7,5	+6,3	12,1	-32,7	-20,6*
5700	-2,6	+5,7	14,3	-8,4	+5,9**

* За 16 лет.
** За 11 лет.

Из приведенных данных следует, что два н. э., № 6501_I и 5700, находятся в хорошем состоянии, изменения значения их э. д. с. составляют соответственно 3 и 5,9 мкв. Три н. э., № 6501_{II}, 6500_I и 6500_{II}, находятся в удовлетворительном состоянии, значение их э. д. с. изменилось соответственно на 19,7, -9,8 и -20,6 мкв.

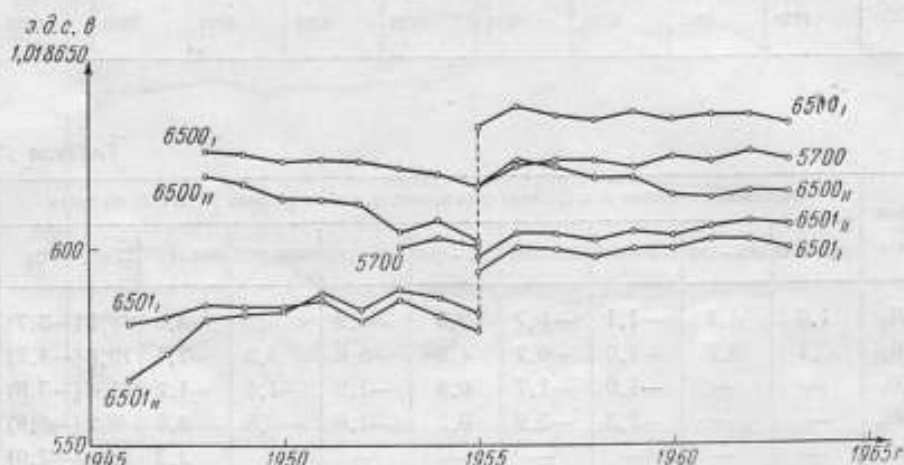


Рис. 5. Значение э. д. с. образцовых н. э. 1-го разряда ХГИМИП.

Для пополнения и замены старых образцовых н. э. 1-го разряда в 1961 г. ХГИМИП было выдано 5 образцовых н. э. 1-го разряда, изготовленных в 1951 г. (№ 6142, 6148, 6154, 6155 и 6207), эти н. э. также ежегодно сличаются с рабочими эталонами ВНИИМ.

В Новосибирском государственном институте мер и измерительных приборов (НГИМИП) в качестве образцовых н. э. 1-го разряда служили четыре насыщенных н. э. (№ 5714, 5715, 5722 и 5727), которые применялись только с 1946 до 1949 г., так как они были забракованы вследствие сильного падения значения их э. д. с.

В связи с неблагоприятными условиями хранения н. э. в НГИМИП, резких колебаний температуры помещения и ежегодной транспортировки их из Новосибирска в Ленинград элементы часто выбывали из строя.

Таблица 15

Номер элемента	Значение в. д. с. (в валютах рабочих эстаконов вольты НГМИП при 20° С по годам					Изменение в. д. с., мВ по годам				
	1950	1951	1952	1953	1954	1951—1950	1952—1951	1953—1952	1954—1953	
5746	1,0186272	1,0186280	1,0186270	1,0186269	1,0186272	0,8	-1,0	-0,1	0,3	
5747	6112	6120	6110	6134	6134	0,8	-1,0	2,4	0,0	
5748	6316	6316	6310	6304	6303	0,0	-0,6	-0,6	-0,1	
5765	6177	6196	6190	6192	6189	1,9	-0,6	0,2	-0,3	

Таблица 16

Номер элемента	Значение в. д. с. (в валютах образцовых в. д. 1-го разряда НГМИП при 20° С по годам										
	1957	1958	1959	1960	1961	1962	1958—1957	1959—1958	1960—1959	1961—1960	1962—1961
5844	1,0186005	1,0186002	1,0186005	1,0186045	1,0186067	1,0186014	-3,0	4,5	-2,0	2,2	-5,3
5876	605	605	6087	6074	6106	6053	0,0	3,7	-1,3	3,2	-5,3
5883	605	605	6092	6090	6098	6071	0,0	4,2	-0,2	0,8	-2,7
5903	114	611	6143	6121	6141	6107	-3,0	3,3	-2,2	2,0	-3,4

В 1957 г. НГИМИП вновь были выделены изготовленные в 1951 г. образцовые н. э. 1-го разряда за (№ 5844, 5876, 5883, 5923), которые применяются и до настоящего времени.

В октябре 1960 г. второй эталонной метрологической базе в НГИМИП были переданы эталон-копия э. д. с., состоящий из 20 насыщенных н. э., и четыре одиночных рабочих эталона вольта, № 5746, 5747, 5748 и 5765, утвержденные Ученым Советом ВНИИМ 9 января 1962 г.

В табл. 15 приведены данные о ежегодных сличениях рабочих эталонов вольта НГИМИП с первичным групповым эталоном ВНИИМ, проводившихся с 1960 по 1964 г., а также образцовых н. э. 1-го разряда с рабочими эталонами ВНИИМ — с 1957 по 1962 г. (табл. 16).

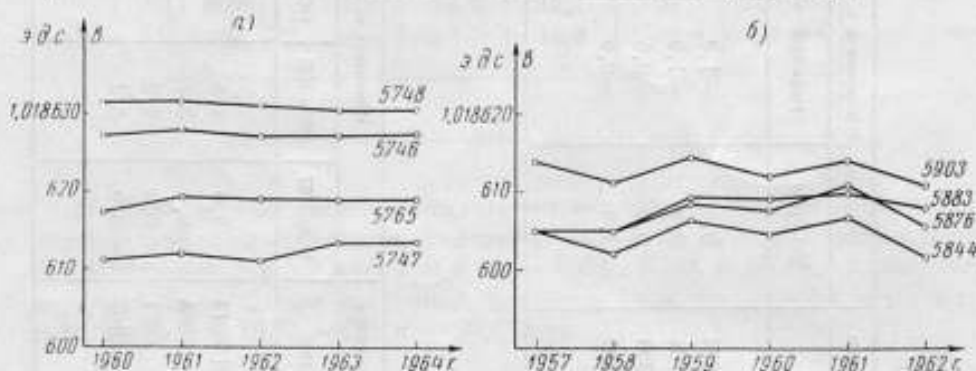


Рис. 6. Значение э. д. с. рабочих эталонов вольта (а) и образцовых н. э. 1-го разряда (б) НГИМИП.

Начиная с 1963 г., сличение образцовых н. э. 1-го разряда производится непосредственно во НГИМИП, так как институт имеет свои рабочие эталоны вольта.

Из приведенных данных видно, что эталонные и образцовые н. э. в НГИМИП находятся в хорошем состоянии, что обеспечивает единство измерений в Азиатской части Советского Союза.

Дальнейшая передача значения единицы э. д. с. осуществляется образцовыми н. э. 2-го разряда, которыми оснащены государственные контрольные лаборатории (ГКЛ) по измерительной технике системы Госконтроля.

Лабораторией эталонов электрических единиц ВНИИМ за последние 15 лет было внедрено в институты и контрольные лаборатории системы Госкомитета около 270 эталонных и образцовых н. э. 1-го и 2-го разрядов.

Рассмотрение приведенного материала показывает, что образцовые меры э. д. с. 1-го разряда вполне удовлетворяют требованиям, предъявляемым к ним наукой и промышленностью СССР.

Погрешность передачи значения единицы э. д. с. в этом звене составляет не более 5 мкв и определяется в основном нестабильностью э. д. с. элементов.

Дальнейшее уменьшение погрешности возможно лишь за счет увеличения стабильности э. д. с. н. э., так как измерительная аппаратура имеет достаточный запас точности.

МЕТОД И АППАРАТУРА ДЛЯ ГРАДУИРОВКИ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ ЗВУКОВОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Рассмотрен осциллографический метод градуировки (поверки) фазовращателей звукового диапазона частот с погрешностью не более $0,1 \div 0,05^\circ$ ($0,01^\circ$). Приведены характеристики разработанной аппаратуры и ее особенности. Дан пример использования метода для аттестации образцового фазовращателя.

В современной измерительной технике широкое применение находят устройства для измерения и воспроизведения фазовых сдвигов между двумя напряжениями или напряжением и током. Практически во многих случаях основными элементами, от которых зависит точность этих устройств, являются фазовращатели. Однако до последнего времени в литературе отсутствуют сведения об экспериментально апробированной методике их градуировки и проверки.

Во ВНИИМ разработан и применен точный метод градуировки и проверки фазовращателей звукового диапазона частот, особенностью которого является хорошая воспроизводимость и простота.

Рассмотрим принципиальную схему, применяемого во ВНИИМ метода градуировки фазовращателей. Напряжение частотой f от генератора G (рис. 1) поступает к делителю частоты $ДЧ$ и к вспомогательному фазовращателю $ВФ$. С делителя частоты $ДЧ$, имеющего коэффициент деления n , напряжение частотой f/n подается на избирательную цепь $ИЦ$, усилитель $У$ и формирующее устройство $ФУ$, вырабатывающее импульсы трапецеидальной формы.

Таким образом, на осциллограф O с одной стороны поступает напряжение синусоидальной формы частотой f , а с другой — напряжение частотой f/n . Градулируемый (поверяемый) фазовращатель подсоединяется к зажимам a и b .

При положении I переключателя $П$ на экране осциллографа просматривается замкнутая фигура Лиссажу. Она не может быть принята за исходную при установке нулевого сдвига фаз на зажимах a и b фазовращателя из-за ее неопределенности. Практически оказалось удобнее уста-

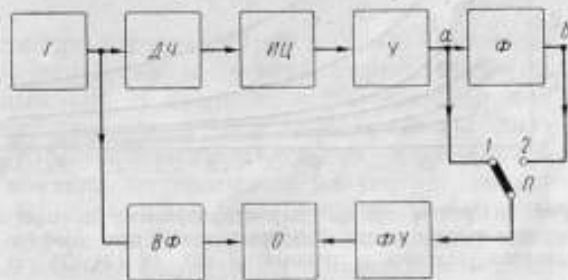


Рис. 1. Принципиальная схема метода градуировки фазовращателей.

навливать нулевой сдвиг фаз и приращения фазы напряжения на выходе градуируемого фазовращателя, когда форма фигуры Лиссажу напоминает синусоиду. Назовем ее разомкнутой фигурой Лиссажу.

Получение на экране осциллографа разомкнутой фигуры Лиссажу осуществляется изменением фазы напряжения генератора регулировкой вспомогательного фазовращателя. Последний может быть подключен также и со стороны другого входа осциллографа.

Учитывая, что при изменении фазы низкочастотного сигнала (напряжения на фазовращателе) на 360° фигура Лиссажу может принять определенную форму (в данном случае разомкнутую) $2n$ раз, необходимо на зажимах *a* и *b* фазовращателя первоначально грубо установить нулевой фазовый сдвиг. Эту регулировку можно осуществить, воспользовавшись неточным фазометром, например, фазометром типа Ф2-1 (ЗФ-1). Для точной установки нулевого фазового сдвига между выходными напряжениями фазовращателя необходимо перевести переключатель *П* из положения 1 в положение 2 и регулировкой фазовращателя добиться появления на экране осциллографа разомкнутой фигуры Лиссажу.

В диапазоне $0 \div 360^\circ$ фазовращатель градуируется при фазовых углах, равных $\frac{m}{n} 180^\circ$, где $m = 1, 2, 3, \dots$

так как при этих значениях углов представляется возможным отсчет фазовых углов по разомкнутым фигурам Лиссажу.

Исследования показали, что точность метода градуировки фазовращателей по фигурам Лиссажу определяется соотношением частот сравниваемых напряжений и значением коэффициента усиления канала

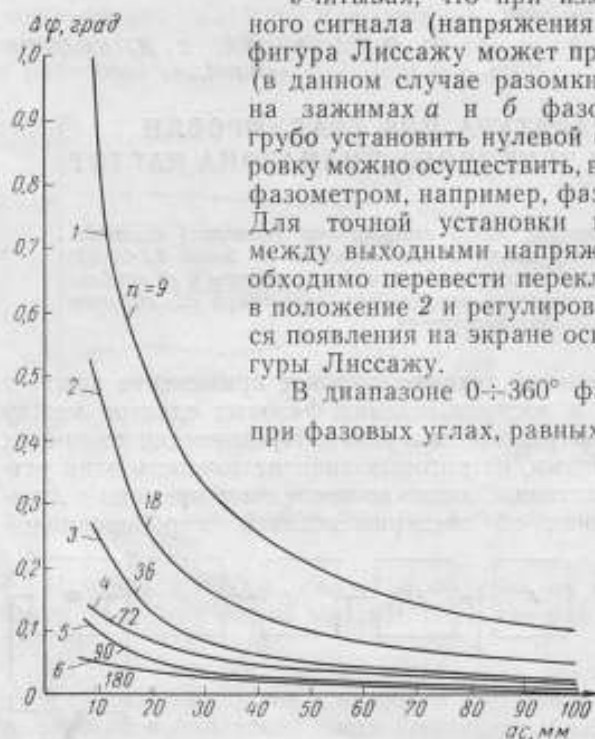


Рис. 2. График кривых, характеризующих точность метода градуировки фазовращателей при коэффициентах деления n равных: 9 (1), 18 (2), 36 (3), 72 (4), 90 (5) и 180 (6).

горизонтального отклонения осциллографа. На рис. 2 приведены кривые, характеризующие точность метода при n , равных 9, 18, 36, 72, 90 и 180. На графике по оси ординат отложены значения фазовых погрешностей, а по оси абсцисс — длина отрезка *ac*, соответствующего половине периода кривой, просматриваемой на экране осциллографа. Как видно из рисунка, градуировка (поверка) фазовращателей с погрешностью $0,1-0,01^\circ$ может быть произведена, когда значения n находятся в пределах 36—180.

Основные характеристики созданной во ВНИИМ аппаратуры и особенности ее применения в диапазоне частот $20 \div 20\,000$ гц заключаются в следующем.

Большинство фазовращателей градуируют (поверяют) при фиксированных значениях частот. В диапазоне частот до 1000 гц оказалось целесообразным применить в установке делитель частоты, представляющий собой пересчетную цепь с общим коэффициентом деления $n = 36$. При коэффициентах деления ячеек пересчетной цепи 2—3—3—2 выходное

напряженье последней имеет строго прямоугольную, симметричную форму (меандр) и, следовательно, не содержит четных гармоник.

В качестве избирательной цепи при частотах до 1000 гц в установке применены шестизвенные фильтры нижних частот на RC-элементах. Коэффициент нелинейных искажений формы кривой напряжения на выходе фильтра при этом был снижен до 0,7—1,3%. Использование осциллографа типа С1-1 дало возможность отказаться от применения в диапазоне частот до 1000 гц формирующего устройства. Испытания показали, что при коэффициенте усиления горизонтального канала осциллографа более 1500 фигура Лиссажу растягивается далеко за пределы экрана электронно-лучевой трубки. При этом длина отрезка *ac* (рис. 2) составляет 30÷40 мм, что обеспечивает измерение приращений фазы выходного напряжения фазовращателя с погрешностью, меньшей 0,1°.

Для согласования входного сопротивления градуируемого фазовращателя с выходным сопротивлением избирательной цепи применен широкополосный двухтактный усилитель с малыми нелинейными искажениями.

Высокая стабильность работы всей схемы обеспечивалась применением генератора, частота колебаний которого стабилизирована кварцевым резонатором.

В диапазоне частот 1000÷20 000 гц для получения значений $n = 36 \div 180$ частота колебаний напряжения кварцевого генератора должна быть 0,72÷3,6 Мгц. Эксперименты показали, что в верхней части звукового диапазона частот снижение погрешностей измерения приращений фазы выходного напряжения фазовращателя до 0,1÷0,05° целесообразно получать за счет увеличения n и уменьшения коэффициента усиления усилителя горизонтально отклоняющего канала осциллографа.

В разработанной аппаратуре при частотах 10 000 и 20 000 гц используются делители частоты, собранные на мультивибраторах с общим коэффициентом деления, равным 180. В связи с достаточно высокой частотой напряжения кварцевого генератора 1,8 и 3,6 Мгц коэффициент деления каждого мультивибратора стабилизировался включением в его сеточную цепь резонансного контура, настроенного на частоту выходного напряжения. В качестве избирательной цепи применены фильтры низких частот на LC-элементах. Коэффициент нелинейных искажений формы кривой напряжения на выходе фильтра составляет 0,2—0,25%.

Исследование возможностей использования фигур Лиссажу для оценки приращений фазы при соотношении частот сравниваемых напряжений 1:180 показали, что низкочастотное напряжение должно быть импульсной формы. При этом скорость нарастания переднего и заднего фронтов должна быть одинаковой и длительность фронтов П-образных импульсов не менее 0,1 мксек.

В установке для проверки фазовращателей при частотах 10 000 и 20 000 гц формирование прямоугольных импульсов с крутыми фронтами осуществляется формирующим устройством, состоящим из трех последовательно включенных каскадов усилителей ограничителей. Для сравнения выходного напряжения фазовращателя с напряжением кварцевого генератора применяется широкополосный осциллограф типа С1-5.

С помощью рассмотренного выше метода был аттестован ряд фазовращателей звукового диапазона частот. Из них наибольший интерес представляет точный фазовращатель, применяемый в качестве образцового в установке для градуировки и проверки электронных и электро-механических фазометров.

Фазовращатель выполнен по схеме четырехплечего неуравновешенного моста переменного тока, три плеча которого представляют собой активные сопротивления, а четвертое — емкость.

Активные сопротивления R_1 и R_2 , включенные в одну из двух ветвей моста являются постоянными; вторая ветвь моста составлена из переменного активного сопротивления R и емкости C ; входное напряжение подается параллельно ветвям моста; выходное, сдвинутое по фазе относительно входного, снимается с противоположной диагонали.

При этом в процессе регулирования сдвига фаз выходное напряжение остается неизменным и равным половине входного, что является преимуществом данного типа фазовращателя. Отсутствие общей точки между входом и выходом фазовращателя вызывает необходимость применения на его входе разделительного трансформатора.

Зависимость угла сдвига фаз выходного напряжения относительно входного от параметров схемы фазовращателя определяется выражением

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{(1+a)\omega CR}{a - \omega^2 C^2 R^2}, \quad (1)$$

где $a = \frac{R_2}{R_1}$;

ω — круговая частота напряжения, подаваемого на фазовращатель.

Очевидно, что если на всех частотах заданного диапазона поддерживать постоянным произведение ωC (путем изменения емкости C), то фазовый сдвиг будет определяться значением переменного сопротивления R и тогда градуировка фазовращателя в соответствии с его значением остается правильной для каждой частоты. При изменении R от 0 до ∞ представляется возможным иметь углы сдвига фаз в пределах 0—180°. Знак фазового угла зависит от взаимного положения переменного сопротивления и емкости в ветви моста.

В данном фазовращателе ввиду его специального назначения изменение фазового сдвига осуществляется только в пределах 0—90°. При этом предусмотрена возможность получения как емкостного, так и индуктивного характера устанавливаемого фазового сдвига.

Величина погрешности фазовращателя зависит от ряда факторов. К ним, прежде всего, относится неточность значений величин, входящих в выражение (1). Принимая во внимание, что распределение погрешностей этих величин подчиняется нормальному закону, можно найти наиболее вероятную погрешность фазовращателя $\Delta\varphi_1$. На основании закона сложения средних погрешностей $\Delta\varphi_1$ определяется выражением

$$\Delta\varphi_1 = \frac{k}{a^2 + k^2} \sqrt{\frac{(1+a)^2 (a+k^2)^2}{(1+k^2)^2} (\gamma_{\omega}^2 + \gamma_C^2 + \gamma_R^2) + a^2 \gamma_R^2}, \quad (2)$$

где $k = \omega CR$;

γ_{ω} , γ_C , γ_R — относительные погрешности определения частоты, емкости и сопротивления.

Анализ выражения (2) показывает, что с изменением угла сдвига фаз погрешность $\Delta\varphi_1$ не остается постоянной, а возрастает и достигает максимального значения при угле 90°. При этом $\Delta\varphi_1$ не зависит от частоты напряжения.

В фазовращателе были использованы сопротивления и емкости с погрешностями подгонки соответственно $\pm 0,05\%$ и $\pm 0,1\%$. Погрешность установления частоты составляла $\pm 0,005\%$. Погрешность отноше-

ния R_2/R_1 определяется погрешностью измерения сопротивлений и равна $\pm 0,05\%$.

Наиболее рациональным является вариант мостикового фазовращателя, когда сопротивления R_1 и R_2 равны друг другу, т. е. когда $a=1$.

При указанных значениях погрешностей элементов и $a=1$ расчет по формуле (2) показывает, что значение $\Delta\varphi_1$ для $\varphi=90^\circ$ ($\omega CR=1$) не превышает $6'$.

На погрешность фазовращателя оказывают влияние угол потерь конденсатора, остаточная реактивность переменного сопротивления, емкость монтажа, асимметрия плеч входного трансформатора и сопротивление нагрузки фазовращателя. Две последние из указанных причин были устранены применением входного трансформатора с высокой степенью симметрии вторичной обмотки и включением на выходе фазовращателя катодного повторителя с большим входным сопротивлением.

Следует заметить, что погрешности, вызванные потерями, реактивностью сопротивления и емкостью монтажа увеличиваются с увеличением частоты.

В фазовращателе угол потерь конденсаторов $\delta = (1 \div 5) \cdot 10^{-6}$ рад, постоянная времени сопротивлений $\tau = 10^{-8}$ сек, емкость монтажа не превышала 20 пф.

На рис. 3 приведены кривые зависимости погрешностей фазовращателя от угла сдвига фаз, полученные теоретически и экспериментально.

При этом теоретические кривые получены для случая суммирования всех составляющих погрешности фазовращателя, т. е. когда она максимальна и равна

$$\Delta\varphi_{\max} = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_3 + \Delta\varphi_4,$$

где $\Delta\varphi_2$, $\Delta\varphi_3$, $\Delta\varphi_4$ — соответственно погрешности, возникшие в результате влияния потерь конденсатора, реактивности сопротивления и емкости монтажа.

В диапазоне частот до 5000 гц влияние этих погрешностей мало, и точность фазовращателя определяется в основном погрешностью $\Delta\varphi_1$. При повышении частоты до 20000 гц наблюдается довольно резкое увеличение погрешности $\Delta\varphi_{\max}$.

Экспериментальная оценка точности фазовращателя производилась при значениях $n=36$ для частот 50 и 1000 гц и $n=180$ для частот 10000 и 20000 гц.

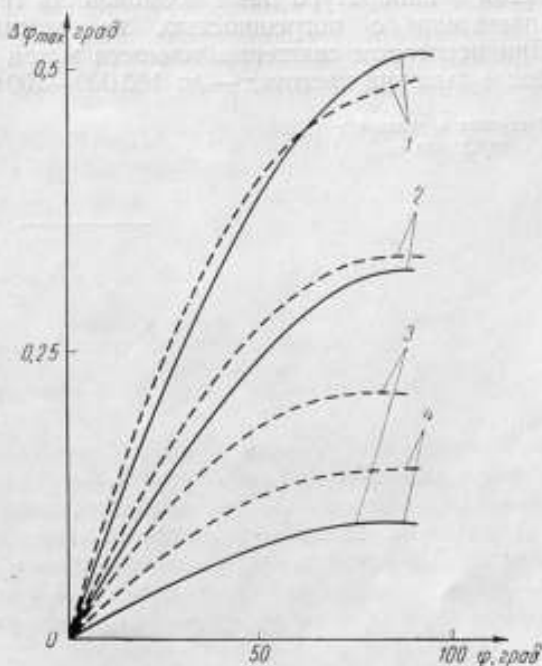


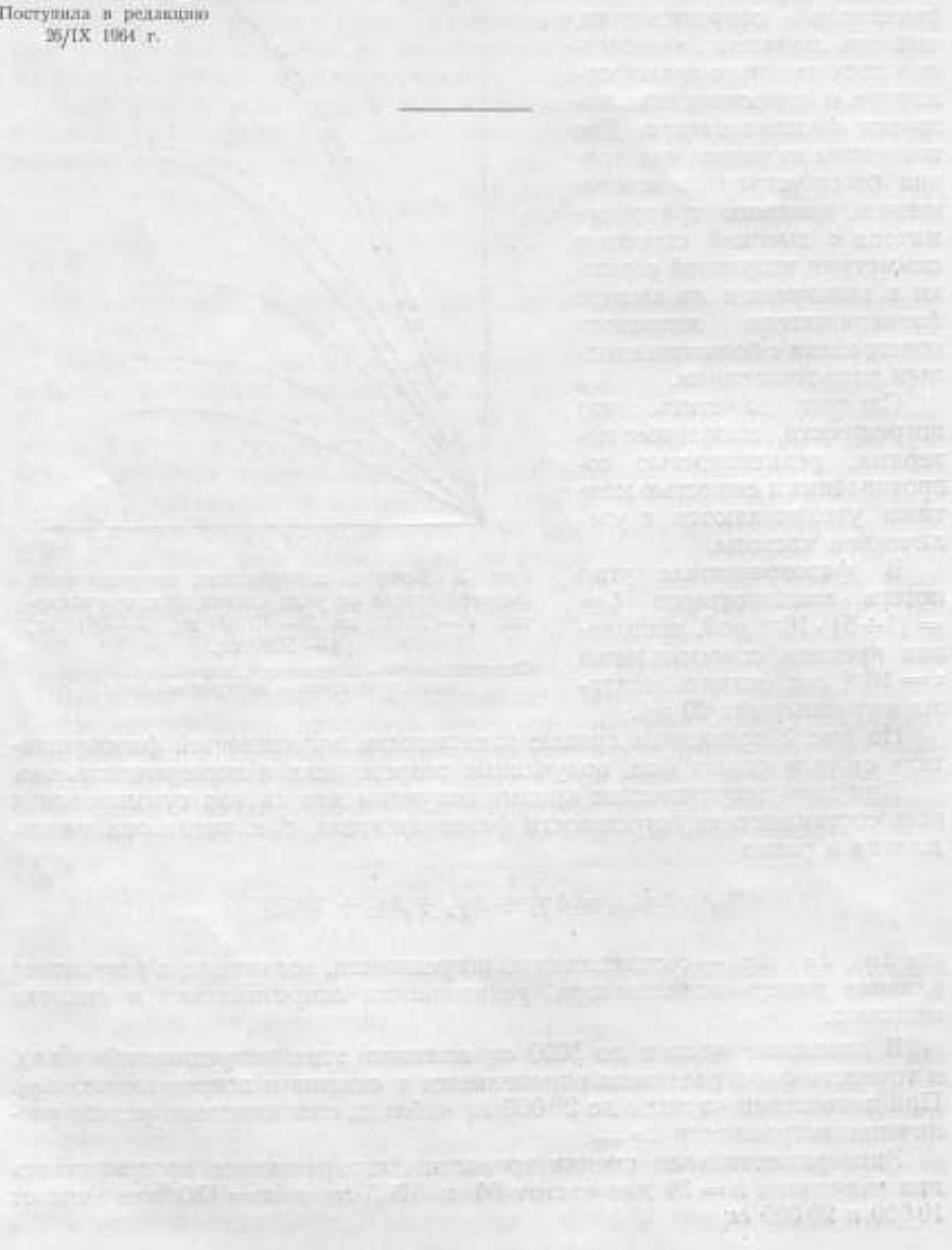
Рис. 3. График зависимости погрешностей фазовращателя от угла сдвига фаз: при частотах 1 — 20000 гц, 2 — 10000 гц, 3 — 50 гц, 4 — 1000 гц.

Сплошные линии — погрешности, определенные теоретически, пунктирные — экспериментально.

Как видно из рис. 3, значения погрешностей, найденные теоретически и экспериментально, достаточно близки. Исключение составляют кривые, полученные при частоте 50 гц. Некоторое несовпадение теоретических и экспериментальных результатов при частоте 50 гц объясняется влиянием напряжения питающей сети.

На основании изложенного можно сделать вывод, что разработанный метод и аппаратура дают возможность градуировать (поверить) фазовращатели с погрешностью, не превышающей $0,1-0,05^\circ$ ($0,01^\circ$). При некотором снижении точности метод может быть применен и при более высоких частотах — до 100 000—200 000 гц.

Поступила в редакцию
26/IX 1964 г.



ТОЧНЫЕ ФАЗОСДВИГАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ДИАПАЗОНА ИНФРАНИЗКИХ ЧАСТОТ 0,001 ÷ 100 гц

Рассмотрен точный метод воспроизведения фазовых сдвигов между двумя напряжениями инфранизких частот (0,001 ÷ 100 гц) с погрешностью не более десятых долей градуса. Приведена теория метода. Описаны два типа новых фазосдвигающих устройств на основе применения электронных и оптико-механических генераторов. Даны принципиальные схемы основных узлов фазосдвигающих устройств и результаты их исследований.

Современная практика измерений в электрических цепях во многих случаях требует знания фазовых соотношений действующих в них напряжений. В настоящее время промышленностью серийно выпускаются фазометры для диапазона инфранизких частот от 0,001 до 50 (100) гц. Проверка и градуировка этих приборов может быть осуществлена при наличии методов и соответствующей образцовой аппаратуры, в частности точных фазосдвигающих устройств (образцовых мер фазового сдвига).

Фазосдвигающие устройства для диапазона звуковых частот представляют собой в общем случае цепи, составленные из активных и реактивных сопротивлений. В диапазоне инфранизких частот (и. н. ч.) в качестве реактивных элементов необходимо использовать конденсаторы или катушки индуктивности с большой индуктивностью, что вызывает большие конструктивные неудобства. Применение в фазовращателях полупроводниковых элементов (термисторов, варисторов и др.), обладающих при определенных условиях большими реактивными сопротивлениями, перспективно, но точность таких фазовращателей невысока (1—2°). Существенным недостатком фазовращателей на полупроводниковых элементах является также невозможность изменения фазы в пределах от 0 до 360° без введения дополнительных переключающих устройств [1, 2].

Рассмотрим новый метод построения фазосдвигающих устройств высокой точности, которые могут быть использованы в качестве образцовых в диапазоне и. н. ч.

На рис. 1а показана блок-схема, поясняющая принцип построения фазосдвигающих устройств, в основу которых положено деление периода колебаний сигнала и. н. ч. на ряд дискретных интервалов, соответствующих целому периоду колебания «высокочастотного» сигнала. Напряжение с частотой $f_{вч}$ с высокочастотного генератора ГВЧ поступает на преобразователь частоты ПЧ. С преобразователя частоты сигнал частотой $f_{пч}$ подается на неградуированный фазовращатель Φ с пределами регулировки фазы 0 ÷ 360°.

С выходов фазовращателя Φ напряжение и. н. ч. поступает на выходные зажимы и через переключатель Π — к отсчетному приспособлению $ОП$. С другой стороны, на отсчетное приспособление подается высокочастотное напряжение с генератора $ГВЧ$.

Фазовые соотношения выходных напряжений U_1 и U_2 возможно контролировать следующим образом. При положении 1 переключателя Π дополнительным фазовращателем с пределами регулировки $\pm 360^\circ/K$ (где $K = f_{вы}/f_{инч}$) встроенным в блок преобразователя частоты, на индикаторе устанавливается синфазность сигналов высокой (в. ч.) и инфранизкой (и. н. ч.) частот (рис. 1 б). Затем переключатель Π переводят

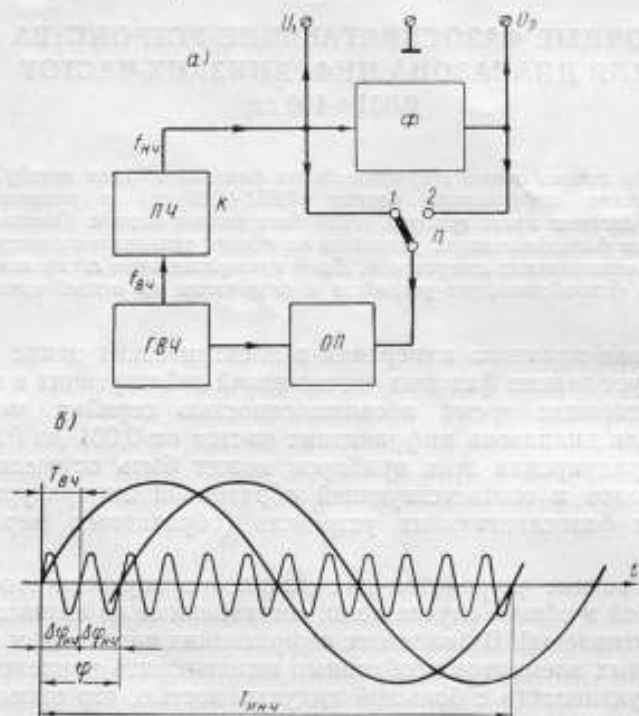


Рис. 1. Схема и временная диаграмма, поясняющие принцип действия фазосдвигающих устройств на диапазон инфранизких частот.

в положение 2 и регулировкой фазовращателя Φ таким же образом устанавливают синфазность высокочастотного и выходного напряжений фазовращателя Φ .

Индикация приращений фазы выходного напряжения фазовращателя осуществляется путем регистрации моментов синфазности двух напряжений, т. е. через интервал времени, равный периоду высокочастотного сигнала $T_{вч}$. Например, при соотношении частот $K = 12$ (рис. 1б) отсчет приращений фазы выходного напряжения фазовращателя может быть осуществлен через интервал

$$\Delta\varphi_{инч} = \frac{T_{вч}}{K} = \frac{360^\circ}{12} = 30^\circ.$$

Важным преимуществом рассматриваемого метода является его высокая точность в диапазоне углов $0 \div 360^\circ$. В самом деле, при частотах выходных напряжений фазовращателя 100 гц (худший случай) и напря-

жени высокочастотного генератора 3600 гц ($K=36$) моменты сифазности сравниваемых сигналов могут быть легко установлены с погрешностью порядка 3-4 град по отношению к периоду высокочастотного напряжения. Если учесть при этом, что частота выходных напряжений фазовращателя в K раз меньше, то погрешность уменьшится в такое же число раз. Например, при $K=36$ погрешность будет $\delta\varphi \approx 0,1^\circ$. При больших значениях K и частотах, значительно меньших 100 гц, погрешность отсчета приращений фазы выходного напряжения фазовращателя может быть снижена до десятых и даже сотых долей градуса.

Эксперименты показали, что в качестве преобразователя частоты ПЧ могут быть применены делители и умножители частоты, механические редукторы и оптико-механические устройства. Отсчетные приспособления могут строиться с использованием электронных и электронно-оптических индикаторов.

Электронные фазосдвигающие устройства

Сложность построения фазосдвигающих устройств с использованием принципа деления периода низкочастотного сигнала заключается в необходимости выделения синусоидальных сигналов из спектра выходного сигнала делителя частоты. В диапазоне звуковых частот эта задача довольно просто решается применением обычных пассивных и активных фильтров на RCL-элементах, вносящих незначительное затухание. В диапазоне и. н. ч. применение фильтров на этих элементах приводит к существенному ослаблению сигнала, так как они имеют большие постоянные времени.

В диапазоне и. н. ч. может быть использован новый метод выделения синусоидального сигнала из колебаний импульсной формы. Этот метод основан на использовании специальных настраиваемых фильтров.

На рис. 2 приведена блок-схема разработанного авторами точного электронного фазосдвигающего устройства. Синусоидальное напряжение «высокой» частоты от генератора G поступает на формирующее устройство $\PhiУ$, выходной сигнал которого имеет прямоугольную форму. С устройства $\PhiУ$ сигнал поступает одновременно на пересчетную цепь ПЦ с коэффициентом пересчета 36 и на обостритель O_2 .

С пересчетной цепи сигналы прямоугольной формы поступают на ограничитель амплитуды OA и далее — на вход специально настраиваемого фильтра $HФ$. Частота устанавливается одновременным переключением с помощью редуктора P частото-задающих элементов в блоке настраиваемого фильтра $HФ$ и генератора «высокой» частоты G . Выделенный фильтром сигнал синусоидальной формы U_n и. н. ч. затем поступает на кольцевой неградуированный фазовращатель Φ .

С фазовращателя сигналы, регулируемые по фазе в пределах $0-360^\circ$, подается на выходные усилители $ВУ_{1-2}$, откуда поступают на выход устройства и к переключателю Π .

Установка требуемых фазовых соотношений выходных напряжений U_1 и U_2 осуществляется в два приема:

1) устанавливают точное значение нулевого фазового сдвига между напряжениями U_1 и U_2 .

2) контролируют дискретные приращения фазы напряжения U_2 . Для осуществления первого приема переключатель Π переводят в положение I . При этом на один вход каскада совпадений $KС$ поступают импульсы от обострителя O_1 , который формирует остроконечные импульсы в момент перехода напряжения U_1 через нулевой уровень, т. е. при переходе из отрицательной полуволны в положительную.

С помощью регулировки вспомогательного фазовращателя (на рис. 2 для упрощения не показан) добиваются совпадения импульсов на каскаде совпадений КС. При их совпадении на выходе КС появляются отрицательные импульсы, которые запускают управляемый генератор УГ. Выход последнего подключен к входу осциллографического индикатора ОИ.

В момент совпадения импульсов возбуждается управляемый генератор, и на экране осциллографического индикатора просматриваются высокочастотные колебания. Момент появления на экране высокочастотных колебаний соответствует синфазности низкочастотных U_1 и высокочастотных U_r сигналов.

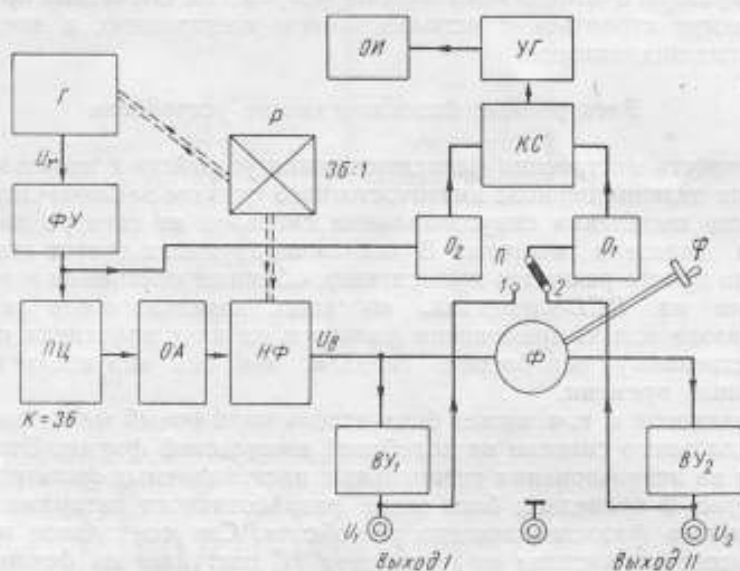


Рис. 2. Блок-схема электронного фазосдвигающего устройства.

К выходу фазосдвигающего устройства подсоединяют фазометр низкой точности. (Последним может быть поверяемый). Регулировкой дополнительного фазовращателя, включенного последовательно с кольцевым (на рис. 2 не показан), грубо устанавливают нулевой фазовый сдвиг между напряжениями U_1 и U_2 .

Для точной установки нулевого фазового сдвига переключатель Π переводят в положение 2. При этом медленно регулируют дополнительный фазовращатель, имеющий пределы $\pm 360^\circ/\text{К}$, до момента, когда на экране осциллографического индикатора появятся высокочастотные колебания. Появление их говорит о точном нулевом сдвиге фаз между напряжениями U_1 и U_2 .

Требуемые приращения фазовых сдвигов между U_1 и U_2 устанавливают регулировкой основного фазовращателя Φ . В результате при каждом приращении фазы напряжения U_2 на 10° на экране осциллографического индикатора появляются высокочастотные импульсы.

Наиболее важными узлами фазосдвигающего устройства являются: настраиваемый фильтр, кольцевой фазовращатель и система индикации.

В качестве настраиваемого фильтра используется вычислительная моделирующая цепь, состоящая из двух интеграторов Миллера $ИМ_{1-2}$ (рис. 3) и фазоинвертора $\Phi И$, охваченных обратной связью $ОС$.

Включение последовательно двух интеграторов Миллера обеспечивает двойное интегрирование выходного сигнала, т. е. сдвиг фаз сигнала на 180° в широком диапазоне частот.

Так как фазоинверторный каскад обеспечивает сдвиг фаз на 180° также в широком диапазоне частот, данная система при наличии обратной связи должна самовозбуждаться. Чтобы убедиться в этом, составим дифференциальное уравнение системы.

Разомкнем цепь обратной связи OC в точке a . Тогда уравнение первого звена будет

$$U_{\text{вых } \delta} = -U_{\text{вх}} \cdot \frac{R_1}{R_2}, \quad (1)$$

где R_1 и R_2 — сопротивления обратной связи фазоинвертора и всей системы.

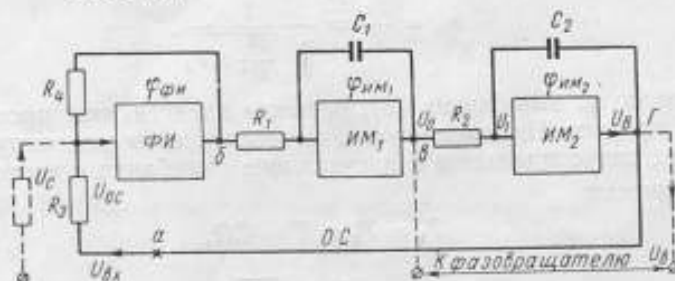


Рис. 3. Схема настраиваемого фильтра инфранизких частот.

При разомкнутой системе R_3 является входным сопротивлением фазоинверторного каскада.

$\frac{R_1}{R_2}$ — коэффициент передачи фазоинвертора.

Уравнение второго звена

$$U_{\text{вых } \delta} = \frac{1}{T_1} \int U_{\text{вх } \delta} dt, \quad (2)$$

где $T_1 = R_1 C_1$ — постоянная времени первого интегратора (рис. 3).
Третье звено описывается аналогичным уравнением

$$U_{\text{вых } \Gamma} = \frac{1}{T_2} \int U_{\text{вх } \delta} dt, \quad (3)$$

где $T_2 = R_2 C_2$ — постоянная времени второго интегратора.
После замыкания цепи обратной связи OC

$$U_{\text{вых } \Gamma} = U_{\text{вх } \delta} = U_{\text{вх}}. \quad (4)$$

При подстановке выражений (1) и (2) в (3) с учетом выражения (4) получим

$$U_{\text{вх}} = -\frac{1}{T_1 T_2} \int \left[\int U_{\text{вх}} \frac{R_1}{R_2} dt \right] dt. \quad (5)$$

После двойного дифференцирования выражения (5) получим

$$\frac{d^2 U_{\text{вх}}}{dt^2} + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{T_1 T_2} U_{\text{вх}} = 0. \quad (6)$$

Общее решение дифференциального уравнения второго порядка с постоянными коэффициентами имеет вид

$$U_{\text{вых}} = B_1 \cos \omega t + B_2 \sin \omega t, \quad (7)$$

где B_1, B_2 — постоянные коэффициенты, определяемые из начальных условий:

- 1) $U_{\text{вых}} = 0$ при $t_1 = 0$;
- 2) $U_{\text{вых}} = U_{\text{max}}$ при $t_2 = \frac{\pi}{2}$.

С учетом начальных условий получим $B_1 = 0$ и $B_2 = U_{\text{max}}$. Частное решение уравнения (6) имеет вид

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{max}} \sin \omega_0 t, \quad (8)$$

где

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_3}{R_1} T_1 T_2}}$$

Как видно из выражения (8), решение представляет простой гармонический процесс. Иными словами, вычислительная моделирующая цепь генерирует синусоидальные незатухающие колебания с частотой ω_0

Практически

$$T_1 = T_2 = T = CR,$$

тогда

$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \sqrt{\frac{R_1}{R_3}}$$

Колебания будут незатухающими при следующих фазовых соотношениях (рис. 3):

$$\varphi = \varphi_{\text{им1}} + \varphi_{\text{им2}} + \varphi_{\text{фн}} = 90^\circ + 90^\circ + 180^\circ = 360^\circ.$$

Однако в действительности это условие не выполняется в связи с ошибками интегрирования в интеграторах Миллера.

Рассмотрим схему интегратора Миллера, например, $ИМ_2$ (рис. 3), где U_0 — напряжение на входе интегратора; U_1 — напряжение на входе первого усилительного каскада; $U_{\text{вых}}$ — напряжение на выходе интегратора.

Если коэффициент усиления интегратора равен A , то

$$U_1 = \frac{U_{\text{вых}}}{A}. \quad (9)$$

Применяя метод наложения, можно написать

$$\frac{U_{\text{вых}}}{A} = U_0 \frac{R}{R + j\omega C^{-1}} + U_{\text{вых}} \frac{j\omega C^{-1}}{R + j\omega C^{-1}} \quad (10)$$

откуда

$$\frac{U_0}{U_{\text{вых}}} = \frac{1}{A} + \frac{1}{j\omega RC} \left(\frac{1}{A} - 1 \right). \quad (11)$$

При достаточно большом A будет справедливо выражение

$$\frac{U_0}{U_{\text{вых}}} = \frac{1}{j\omega RC},$$

т. е. вектор выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ опережает на 90° вектор входного напряжения U_0 . Эти векторы будут равны по величине, если $\omega RC = 1$.

Так как значение емкостного сопротивления зависит от частоты, то следует устанавливать равенство для каждой частоты $\frac{1}{\omega C} = R$. Таким образом, при математическом интегрировании

$$U_{\text{вых}} = -jU_0. \quad (12)$$

Ошибка интегрирования в реальном интеграторе, т. е. отклонение от 90° сдвига, будет зависеть от значения коэффициента усиления A , от угла потерь δ конденсатора C и от постоянной времени τ сопротивления R .

Так как конденсаторы и сопротивления, включенные в схему, являются комплексными сопротивлениями Z_C и Z_R , уравнение (10) принимает вид

$$\frac{U_{\text{вых}}}{A} = U_0 \frac{Z_R}{Z_R + Z_C} + U_{\text{вых}} \frac{Z_C}{Z_R + Z_C} \quad (13)$$

или

$$\frac{U_0}{U_{\text{вых}}} = \frac{1}{A} + \frac{Z_C}{Z_R} \left(\frac{1}{A} - 1 \right). \quad (14)$$

Значения полных сопротивлений определяются как

$$Z_R = R(1 + j\omega\tau),$$

$$Z_C = j \frac{1}{\omega C} (1 + j\omega \operatorname{tg} \delta).$$

Подставляя их в уравнение (14) и считая, что

$$\omega\tau \operatorname{tg} \delta \approx 0, \quad \omega\tau^2 \approx 0 \text{ и } A - 1 \approx A,$$

получим

$$\frac{U_0}{U_{\text{вых}}} = \frac{\omega CR - A(\operatorname{tg} \delta - \omega\tau)}{A \cdot \omega CR} + j \frac{1}{\omega CR}. \quad (15)$$

Из выражения (15) может быть определена ошибка интегрирования η — угла отклонения от 90° :

$$\eta = \frac{\omega CR}{A} - (\operatorname{tg} \delta - \omega\tau). \quad (16)$$

Принимая $\omega CR = 1$ и считая, что постоянная времени τ больших сопротивлений имеет отрицательный знак, выражение (16) можно представить как

$$\eta = \frac{1}{A} - (\operatorname{tg} \delta - \omega\tau). \quad (17)$$

Например, если принять частоту ω равной 100 гц и $\tau = 10^{-7}$, то при $A = 4000$ и $\operatorname{tg} \delta = 0,003$ (конденсатор типа МПГТ, 2 мкф) получаем $\eta \approx -0,05^\circ$.

Так как в вычислительной моделирующей цепи имеются два интегратора, то $\eta_{\text{им}_1-2} = 2\eta = 0,1^\circ$.

Фазоинвертор в вычислительной моделирующей цепи включает три каскада. Поэтому в реальных условиях его погрешность по фазе имеет такой же порядок, т. е. $0,1^\circ$.

Экспериментальные исследования показали, что фазовые погрешности приводят к срыву колебаний вычислительной моделирующей цепи через $60 \div 70 \text{ сек}$ после ее включения.

Выяснено также, что система может быть достаточно просто засинхронизирована от постороннего источника, частота колебаний которого близка к собственной частоте системы. Практически на вычислительную моделирующую систему подаются прямоугольные импульсы с пересчетной цепи (рис. 2). Опыты показали, что на выходе пересчетной цепи не исключены колебания амплитуды импульсов в зависимости от диапазона частот, температуры, флуктуаций параметров ламп и т. п.

Для стабилизации выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ оказалось полезным на входе вычислительной цепи ввести ограничитель амплитуды импульсов OA (рис. 2).

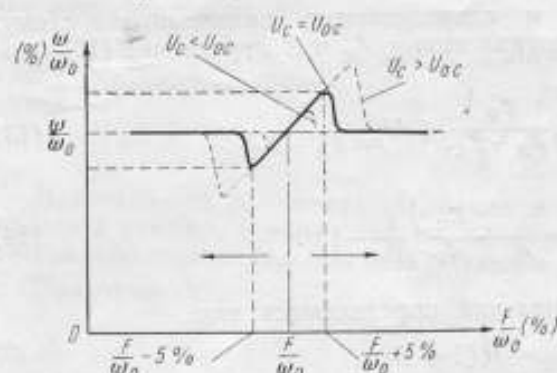


Рис. 4. Зависимость ширины полосы синхронизации настраиваемого фильтра от величины импульсов, поступающих на его вход.

Экспериментально было определено, что в зависимости от величины синхронизирующих импульсов изменяется ширина полосы синхронизации настраиваемого фильтра. При уходе частоты первой гармоники F синхронизирующего сигнала от резонансной частоты ω_0 происходит «затягивание» частоты настраиваемого фильтра. Если напряжение синхронизации U_c (рис. 3) примерно равно напряжению обратной связи U_{oc} на входе фазоинвертора, то ширина полосы синхронизации будет поряд-

ка $\pm 4 - 7\%$ от резонансной частоты. Когда U_c больше или меньше U_{oc} , то ширина полосы соответственно изменяется.

Опытным путем найдено, что наиболее оптимальный режим синхронизации получается при $U_c = U_{oc} = 300$ мв на входе настраиваемого фильтра и полосе синхронизации $\pm 5\%$ от центральной частоты ω_0 (рис. 4). При таком режиме колебания на выходе настраиваемого фильтра имеют синусоидальную форму, а коэффициент нелинейных искажений составляет менее 1% .

Наличие достаточно широкой полосы синхронизации обеспечивает возможность использования простой механической системы связи генератора с настраиваемым фильтром.

В электронном фазосдвигающем устройстве эта связь осуществлена с помощью редуктора P (рис. 2), который переключает частотоподающие элементы в блоке генератора G и в блоке настраиваемого фильтра $HФ$. В последнем это необходимо для выполнения равенства (12). Настройка и контроль частоты выходных напряжений осуществляются в блоке настраиваемого фильтра.

Основным требованием, предъявляемым к кольцевому фазовращателю, является возможность работы его в заданном диапазоне частот и постоянство амплитуды выходного напряжения в зависимости от угла поворота движка. Важным также является равномерность частотной характеристики. С учетом этих требований в качестве кольцевого фазовращателя (рис. 5) использован потенциометрический эквивалент индуктивного фазовращателя. Особенностью фазовращателя является объединение в одной конструкции основного и дополнительного фазовращателей. Роль последнего выполняет вспомогательный движок D_2 , нахо-

дящийся на одной оси с движком Δ_1 , но не связанный с ним ни электрически, ни механически.

Напряжения 2,5 в, сдвинутые по фазе на 90° , подаются на управляющие сетки ламп L_{1-2} со входа и выхода второго интегратора Миллера (рис. 3). Для согласования сопротивления кольцевого потенциометра с ламповыми нагрузками последние выбраны равными 470 ом.

С выходов ламп L_{1-2} получаются напряжения, сдвинутые между собой на 0, 90, 180 и 270° , которые затем подаются через сопротивления R_7, R_{10}, R_{13} и R_{15} на взаимно-перпендикулярные отводы кольцевого потенциометра. Для снижения колебания выходного напряжения фазовращателя $U_{\text{вых2}}$ от угла поворота движка применено искусственное уравнивание потенциалов кольцевого потенциометра с помощью сопротивлений R_{6-15} . Включение сопротивлений уменьшает колебания выходного напряжения с 30 до 8% по отношению к входному напряжению.

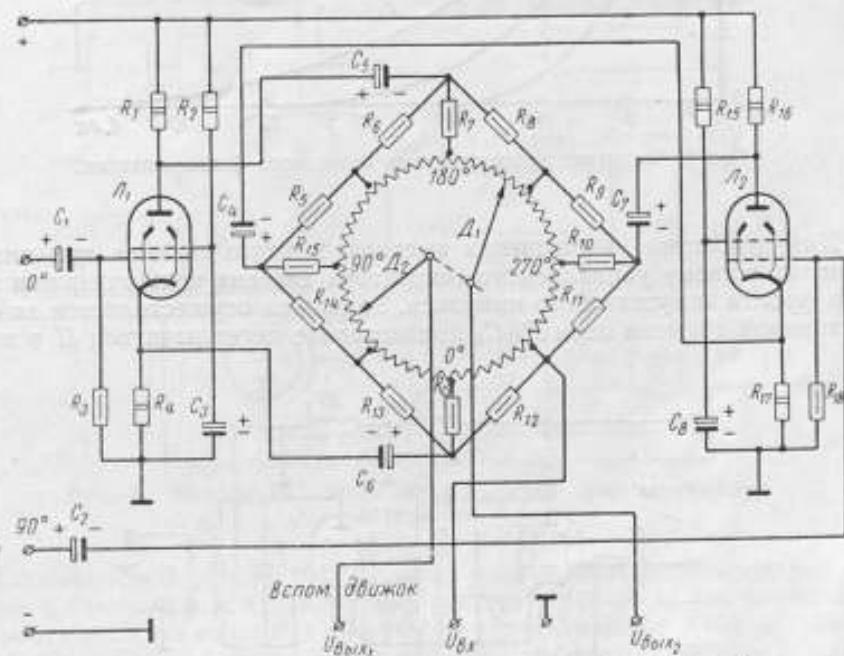


Рис. 5. Принципиальная схема кольцевого фазовращателя.

Расширение диапазона частот фазовращателя в сторону и.н.ч. обеспечивается применением разделительных конденсаторов большой емкости. С учетом того, что для нормальной работы выходных усилителей электронного фазовращающего устройства минимальное входное напряжение должно быть не менее 0,3 в, емкость разделительных конденсаторов выбрана 300 мкф. Выбор конденсаторов типа ЭГЦ обеспечил достаточно стабильную во времени работу фазовращателя, частотные характеристики которого приведены на рис. 6.

Управляемый генератор выполнен на двух лучевых тетрадах (рис. 7). Собственно высокочастотный генератор собран на лампе L_2 . Вторичная обмотка контура L_2 подсоединяется к осциллографическому индикатору, которым может быть обычный осциллограф. Частоту генератора при изменении параметров резонансного контура можно выбрать любой из диапазона частот 0,1–10 Мгц. Практически оказалась удобной частота 0,5 Мгц. Лампа L_1 предназначена для усиления и изменения знака

импульса, поступающего с каскада совпадений (рис. 2). При отсутствии импульса экранная сетка лампы L_2 имеет потенциал, близкий к нулю, и генератор находится в невозбужденном состоянии. Генерация происходит только в момент появления на экранирующей сетке лампы L_2 напряжения $+250$ в.

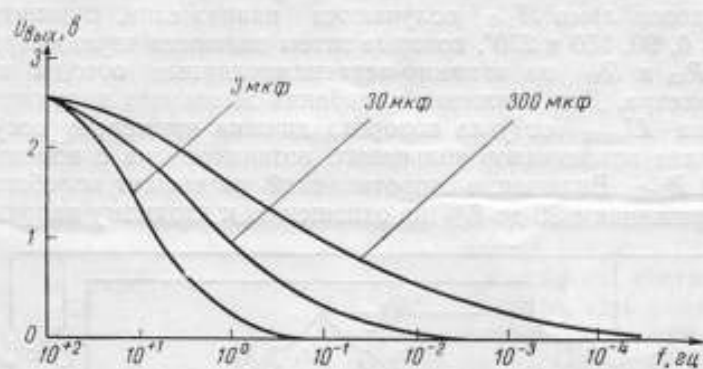


Рис. 6. Частотные характеристики кольцевого фазовращателя.

Для удобства наблюдения высокочастотного сигнала при низких частотах в схему управляемого генератора введена цепь задержки заднего фронта запускающего импульса. Задержка осуществляется за счет постоянной времени цепи $R_{10}C_8$ при переводе переключателя Π в поло-

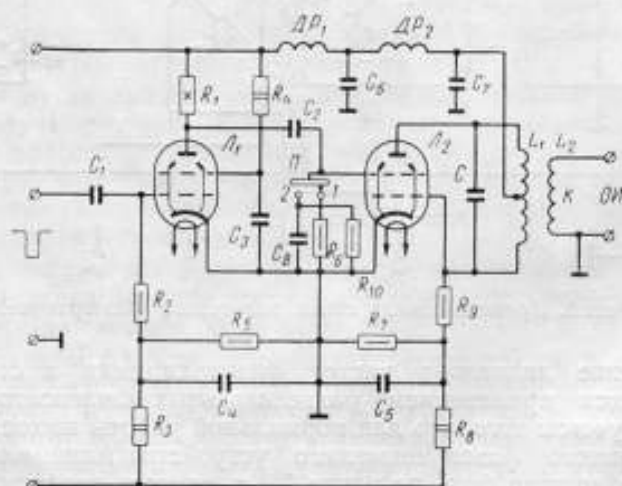


Рис. 7. Принципиальная схема управляемого генератора.

жение 2. Высокочастотные дроссели $Др_{1-2}$ служат для развязки генератора L_2 и фазоинвертора импульсов L_1 .

Как показали исследования, точность электронного фазосдвигающего устройства с применением вычислительной моделирующей цепи в основном зависит от чувствительности индикатора. Порог чувствительности практически оказался не хуже $0,1^\circ$.

Напряжение синусоидальной формы от генератора ГИИЧ поступает на неградуированный фазовращатель Φ и далее на усилители $У_{1-2}$. Для регулировки уровней выходных напряжений U_1 и U_2 оптико-механического фазосдвигающего устройства в схеме предусмотрены аттенюаторы A_1 и A_2 . В качестве индикатора приращений фазовых сдвигов в диапазоне углов $0-360^\circ$ применен фотоимпульсный индикатор И.

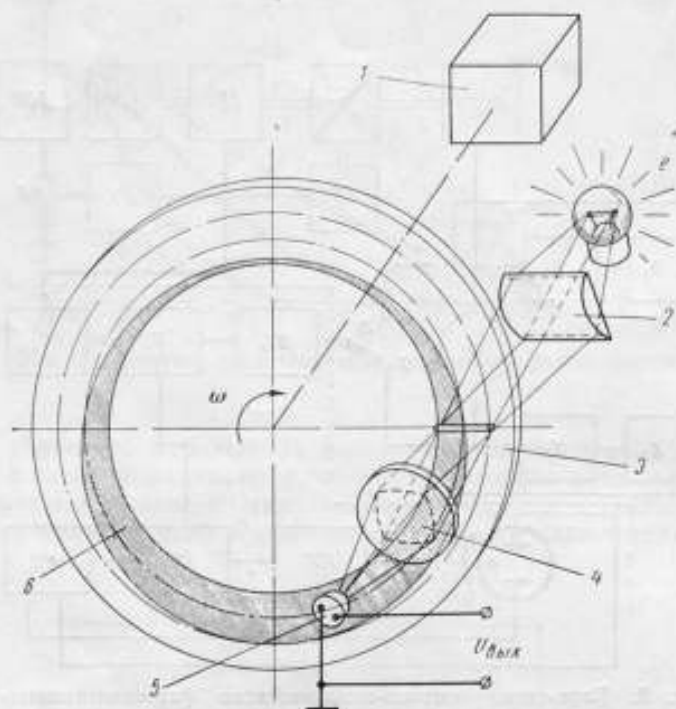


Рис. 9. Принципиальная схема оптико-механического генератора.

Фотоимпульсный индикатор включает пик-генераторы $ПГ_1$ и $ПГ_2$, которые формируют остроконечные импульсы в момент перехода напряжений н.и.ч. и в.ч. через уровни, соответствующие переходу отрицательных полуволн напряжений в положительные. Эти импульсы подаются на сумматор C , который в момент их совпадений вырабатывает положительные импульсы, поступающие через электронный ключ $ЭК$ на импульсный трансформатор $ИТ$.

Возникающие во вторичной обмотке $ИТ$ высокочастотные колебания «поджигают» фотоимпульсную лампу $ФИЛ$. Необходимая энергия поступает от источника питания $ИП$.

Установка нулевого фазового сдвига и углов в пределах $0-360^\circ$ осуществляется так же, как и в ранее описанном электронном фазосдвигающем устройстве.

Учитывая, что в литературе не имеется сведений о применении оптико-механических генераторов и фотоимпульсных индикаторов в точных фазосдвигающих устройствах, рассмотрим их несколько подробнее.

Оптико-механический генератор (рис. 9) состоит из постоянного по яркости источника света e , линзы 2, фокусирующей световой пучок в линию на плоскости диска механического модулятора 3. На последнем

нанесена «маска» *b*, обеспечивающая воспроизведение любой наперед заданной функции, в данном случае синусоидальной.

Для фокусирования модулированного «маской» света на поверхности чувствительной части фотоприемника *5* служит двояковыпуклая линза *4*. Диск приводится во вращение двигателем *1*.

В качестве фотоприемника могут быть применены фотоэлементы, фотоусилители, фотосопротивления, фотодиоды и фототранзисторы. В оптико-механическом генераторе применен фототранзистор, так как он обладает высокой чувствительностью, малой инерционностью и малыми габаритами.

Процесс генерации и. н. ч. напряжения происходит следующим образом. При вращении диска модулятора световой поток после прохождения через маску будет переменным по величине и определяться выражением

$$\Phi = \Phi_0 + \frac{\Phi_m - \Phi_0}{2} + \frac{\Phi_m - \Phi_0}{2} \sin \omega t, \quad (18)$$

где Φ_0 , Φ_m — соответственно минимальный и максимальный световые потоки, получающиеся при вращении модулирующего диска;

$\omega = \frac{2\pi n}{60}$ — угловая скорость вращения диска (n — число оборотов диска в минуту).

Напряжение на нагрузке R_k фототранзистора может быть представлено как

$$\begin{aligned} U_{\text{фтр}} &= I_k R_k = K_{\text{фтр}} \Phi R_k = \\ &= R_k K_{\text{фтр}} \left(\Phi_0 + \frac{\Phi_m - \Phi_0}{2} \right) + R_k K_{\text{фтр}} \frac{\Phi_m - \Phi_0}{2} \sin \omega t \pm \Delta U_{\text{кт}}, \end{aligned}$$

где I_k — ток коллектора фототранзистора;

$K_{\text{фтр}}$ — интегральная чувствительность фототранзистора;

$\Delta U_{\text{кт}}$ — приращение выходного напряжения фототранзистора, зависящее от температуры окружающей среды.

Первый член последнего выражения является постоянной составляющей выходного сигнала, второй — полезным сигналом инфранизкой частоты.

Для исключения постоянной составляющей из спектра выходного сигнала оптико-механического генератора в блоке фазовращателя Φ (рис. 8) предусмотрен источник постоянного напряжения противоположной полярности.

Зависимость выходного напряжения от температуры окружающей среды может быть снижена за счет применения термокомпенсации в базовой цепи фототранзистора, работающего в схеме с общим эмиттером (рис. 10).

Приращение коллекторного напряжения фототранзистора можно рассматривать как появление соответствующего сигнала в цепи базы. Тогда

$$\Delta U_{\text{кт}} = -K_U |U_{\text{б6}}|,$$

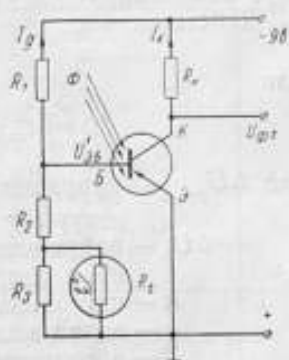


Рис. 10. Схема термокомпенсации фототранзистора.

где K_U — коэффициент усиления по напряжению в схеме с общим эмиттером;

$U'_{\text{об}}$ — суммарный воздействующий на фототранзистор сигнал, определяемый температурой окружающей среды и смещением делителя.

При включении термистора в цепь базового делителя R_{1-3} , R_T (рис. 10) изменение окружающей температуры приводит к изменению сопротивления термистора. Тем самым увеличение напряжения ΔU_{p-n} , вызванное температурным воздействием на $p-n$ -переход база — эмиттер, компенсируется уменьшением напряжения смещения и наоборот.

Действительно,

$$|U'_{\text{об}}| = \Delta U_{p-n} - \Delta U_T$$

или

$$|U'_{\text{об}}| = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_0}{I_{(20^\circ\text{C})}} + 1 \right) - I_A R_{20} e^{\frac{B}{T} - \frac{B}{293}}, \quad (19)$$

где ΔU_{p-n} — приращение напряжения, вызванное изменением температуры $p-n$ -перехода база — эмиттер;

ΔU_T — приращение напряжения смещения, вызванного изменением сопротивления термистора;

k — постоянная Больцмана;

q — заряд электрона;

T — абсолютная температура окружающей среды;

I_0 — ток эмиттера;

$I_{(20^\circ\text{C})}$ — тепловой обратный ток эмиттера;

I_A — ток, протекающий по делителю;

R_{20} — сопротивление термистора при температуре 20°C ;

B — постоянная термистора;

e — основание натуральных логарифмов.

Анализ выражения (19) показывает, что при использовании фототранзистора (типа ФТГ-1 и термистора типа ММТ-9) приращение напряжения ΔU_{kt} равно нулю при изменении окружающей температуры от $+15$ до $+35^\circ\text{C}$. Тогда

$$\Delta U_{kt} = -K_U (\Delta U_{p-n} - \Delta U_T) = 0.$$

Модификацией оптико-механического генератора может быть конструкция, объединяющая на диске две маски: маску для воспроизведения синусоидального напряжения и. н. ч. и маску, обеспечивающую получение высокочастотного сигнала импульсной формы. Последняя представляет собой нанесенные на периферии по радиусам диска темные полосы, чередующиеся с прозрачными. Такая конструкция позволяет исключить из оптико-механического фазосдвигающего устройства редуктор и высокочастотный генератор.

При применении четырех фотоприемных систем, сдвинутых друг относительно друга в пространстве на угол 90° , представляется возможным получать 4 сигнала и. н. ч., сдвинутых по фазе на углы 0 , 90 , 180 и 270° и необходимых для питания кольцевого фазовращателя.*

Принципиальная схема фотоимпульсного индикатора приращений фазового сдвига показана на рис. 11. Фотоимпульсный индикатор выполнен на четырех электронных лампах типа 6НЗП и тиратроне типа ТГ1-0,1/1,3. В качестве фотоимпульсной лампы применена ксеноновая лампа типа ИФК-120.

* Кравченко С. А., Авторское свидетельство № 162219, 1963 г.

Фотоимпульсный индикатор работает следующим образом. При замыкании переключателя Π в положение $I-I$ на входы I и II поступают синусоидальные сигналы соответственно низкой и высокой частот. В моменты перехода этих сигналов через нулевые уровни происходит «прокидывание» статических триггеров (лампы L_1, L_2). П-образные импульсы с выходов статических триггеров поступают далее на дифференцирующие цепи ($R_{23}C_4$ и $R_{24}C_5$).

Лампа L_3 предназначена для инвертирования и усиления импульсов, поступающих на суммирующую лампу L_6 . Затем импульсы положительной полярности через разделительный конденсатор C_{10} подаются на

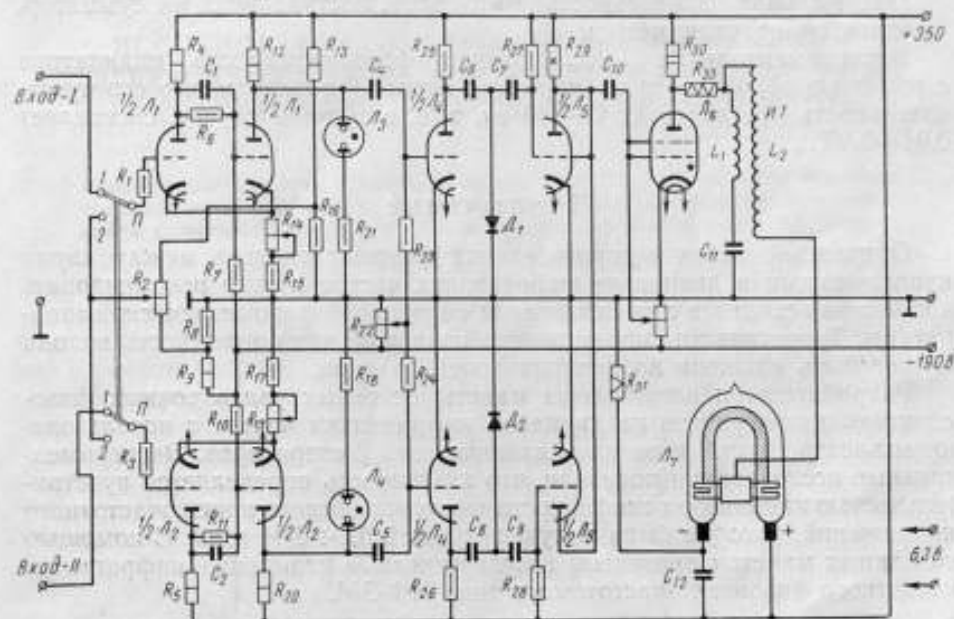


Рис. 11. Принципиальная схема фотоимпульсного индикатора.

сетки тиратрона L_7 , который выполняет роль электронного ключа. При отсутствии запускающего импульса на управляющих сетках тиратрона конденсатор C_{11} заряжается по цепи $R_{30}, R_{33}, C_{11}, L_1$ до потенциала $+350$ в.

В момент появления на сетках положительного импульса, т. е. при синфазности сравниваемых сигналов, тиратрон «поджигается», и его сопротивление уменьшается до $10-20$ ом. Конденсатор C_{11} разряжается по цепи C_{11}, L_1, R_{33}, L_6 . Наличие в цепи разряда индуктивности L_1 и сопротивления R_{33} приводит к появлению затухающих высокочастотных колебаний, частота которых при индуктивности $L_1 = 10$ мкГн и емкости $C_{11} = 0,1$ мкФ равна 160 кГц. Во вторичной цепи импульсного трансформатора возникают высокочастотные колебания с амплитудой более 40 кВ. Эти колебания подаются на ионизирующий ободок фотоимпульсной лампы и создают в ней столб полностью ионизированного газа. Ввиду малого сопротивления этого газа (~ 2 ом) через него разряжается конденсатор C_{12} . В этот момент происходит яркая световая вспышка.

Во время отсутствия запускающих импульсов конденсатор C_{12} заряжается через сопротивление R_{31} .

При разработке фотоимпульсного индикатора было выяснено, что чувствительность его зависит от изменений во времени потенциалов на

управляющих сетках статических триггеров. Поэтому в каждый из каналов индикатора введены регулировочные потенциометры R_{14} , R_{19} . Потенциометр R_2 предназначен для изменения потенциалов на сетках ламп L_1 , L_2 .

Проверка правильности срабатывания статических триггеров при нулевых потенциалах на управляющих сетках, что соответствует переходу сравниваемых сигналов через нулевой уровень, производится при положении 2—2 переключателя Π . Одновременное зажигание неоновых ламп L_3 и L_4 соответственно указывает на одновременность срабатывания статических триггеров.

Оптимальная длительность импульсов, поступающих на сумматор, выбирается потенциометром R_{22} .

Экспериментальные исследования фотоимпульсного индикатора с помощью образцового калибратора фазы [3] показали, что его чувствительность при частотах 20—50 гц, т. е. в худшем случае, составляет 0,04—0,05°.

Заключение

Описанный метод воспроизведения фазовых сдвигов между двумя напряжениями в диапазоне инфранизких частот можно рекомендовать в качестве исходного при построении образцовой фазометрической аппаратуры. Теоретические исследования показали, что погрешность метода может быть снижена до десятых долей градуса.

Разработаны и изготовлены макеты основных узлов точных фазосдвигающих устройств на диапазон инфранизких частот с использованием электронного и оптико-механического генераторов. Экспериментальные исследования показали, что их точность определяется чувствительностью индикатора синфазности высокочастотного и низкочастотного напряжений, которая была получена равной 0,1÷0,04 град. С помощью созданных макетов проведены государственные испытания инфранизкочастотного фазометра-частотомера типа НФ-ЗМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Candy C. G., The specification of the properties of the thermistor AS A circuit element in very-low-frequency systems The Proceedings of IEE, v. 103, part B, No. 9, 1956.
2. Пасынков В. В., Савельев Г. А., Чиркин Л. К., Нелинейные полупроводниковые сопротивления, Судпромгиз, 1962.
3. Колтик Е. Д., Труды институтов Комитета стандартов, вып. 74(134), 1963.

Поступила в редакцию
15/IX 1964 г.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАЗГРУЗОЧНОЙ СХЕМЫ ДЛЯ ПОВЕРКИ ЛАБОРАТОРНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Рассматриваются пути коррекции схемы, предназначенной для поверки трансформаторов тока при частоте 50 гц с целью ее применения в звуковом диапазоне частот и дан анализ погрешностей этой схемы при повышенных частотах.

Теоретические и экспериментальные исследования, проведенные в последние годы в ряде метрологических организаций [1—5], показали, что с ростом частоты (до 1—5 кГц) значительно уменьшаются погрешности измерительных трансформаторов тока. Это позволяет применять

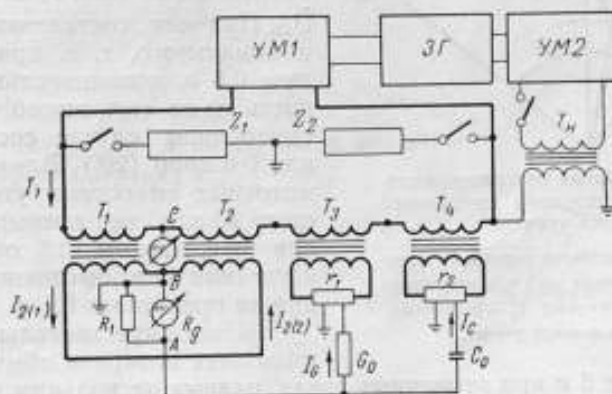


Рис. 1. Дифференциально-нулевая разгрузочная схема поверки трансформаторов тока на повышенных частотах. ЗГ — звуковой генератор; УМ1 и УМ2 — усилители мощности; Т₁, Т₂ — слываемые трансформаторы тока; Т₃, Т₄ — вспомогательные трансформаторы тока; r₁, r₂ — «безреактивные» шунты; G₀ — магазин проводимости; C₀ — магазин емкости С; НУ1 и НУ2 — нулевые указатели.

их в схемах для поверки ряда электрических мер, в частности, шунтов и катушек сопротивления. Поэтому в настоящее время к точности цепей, предназначенных для поверки измерительных трансформаторов тока при повышенных частотах, предъявляются особо высокие требования.

Далее будет рассмотрена схема* цепи для поверки трансформаторов тока на частоте 50 гц, обладающая высокими метрологическими свой-

* См. стр. 98

ствами. Во ВНИИМ исследована возможность применения этой схемы при повышенных частотах. В результате она видоизменена: в нее введены симметрирующая ветвь и дополнительный усилитель для регулирования потенциала первичных обмоток сличаемых трансформаторов (рис. 1). Это регулирование необходимо для уменьшения влияния межобмоточных емкостных утечек, учет которых может привести к значительным погрешностям. На рис. 2 изображена упрощенная векторная диаграмма влияния межобмоточной емкостной утечки. Емкостной ток утечки I_{12} опережает на $\pi/2$ напряжение U_{12} между обмотками и равняется

$$I_{12} \approx jU_{12}\omega C_{12}, \quad (1)$$

где C_{12} — емкость между первичной и вторичной обмотками;
 $\omega = 2\pi\nu$ — частота.

Если обычный лабораторный трансформатор не снабжен межобмоточным экраном, то C_{12} имеет порядок $0,5 \cdot 10^{-9}$ ф.

При $U_{12} = 100$ в и $\omega = 2\pi \times 10^4$ сек $^{-1}$, ток $I_{12} \approx 3 \cdot 10^{-3}$ а.

Как видно на рис. 2, влияние межобмоточной утечки зависит от разности фаз тока I_1 и напряжения U_{12} . При токе, составляющем 10% от номинального, т. е. при вторичном токе 0,5 а, дополнительная погрешность из-за емкостного тока в рассмотренном случае составит 0,6% или 0,6 град (20'). Влияние межобмоточных емкостных утечек на частоте 10 кгц не превышает $10^{-3}\%$ при токе, равном 10% от номинального, если межобмоточное напряжение не превышает 0,1 в.

Высокая чувствительность схемы позволяет поверять обычные транс-

форматоры на 5 а при вторичных токах, равных нескольким миллиамперам, т. е. при токе, составляющем 0,1% от номинального.

Через трансформаторы тока повышенной частоты включают детекторные приборы, термопреобразователи, гальванометры светолучевых (шлейфовых) осциллографов и другие приборы, номинальный ток которых равен 50—100 ма. Для поверки таких трансформаторов следует применять в качестве образцовых трансформаторы тока с номинальным вторичным током 5 а, так как погрешности последних в режиме короткого замыкания значительно меньше, чем погрешности трансформаторов с номинальным вторичным током 50—500 ма [6, 7]. Однако в этом случае межобмоточное напряжение должно быть снижено до сотен микровольт.

Симметрирующая ветвь Z_1, Z_2 [3] достаточно эффективна при низких частотах (до 500 гц). Дополнительный усилитель для регулирования межобмоточного напряжения УМ2 эффективен во всем диапазоне частот (50 гц — 10 кгц), поэтому ему следует отдать предпочтение.

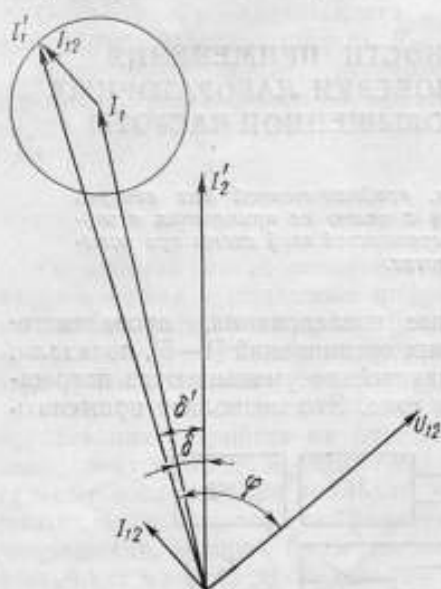


Рис. 2. Векторная диаграмма влияния межобмоточного емкостного тока утечки.

I_1, I_2' — соответственно первичный и приведенный вторичный токи при отсутствии межобмоточной утечки; I_1' — первичный ток при наличии утечки.

Расчет погрешностей схемы из-за погрешностей
вспомогательных элементов

М. И. Левин [8] показал, что расчет схем с измерительными трансформаторами упрощается, если действительные коэффициенты трансформации K_i выражать в виде

$$K_i = k_i e^{j\lambda_i} \quad (2)$$

где i — номер трансформатора тока по схеме (рис. 1);

$\lambda_i = f_i + j\delta_i$ — комплексная погрешность;

f_i — погрешность тока в относительных единицах;

δ_i — угловая погрешность в радианах.

Аналогично действительные значения сопротивления и проводимости шунтов и магазинов проводимости, а также емкости можно выразить в виде

$$Z_r = r e^{j\lambda_r} \quad (3)$$

$$Y_G = G e^{j\lambda_G} \quad (4)$$

$$Y_C = j\omega C e^{j\lambda_C} \quad (5)$$

где r — сопротивление шунта;

$$\lambda_r = f_r + j\omega\tau_r;$$

f_r — погрешность шунта;

G — проводимость магазина G_0 ;

$$\lambda_G = f_G + j\omega\tau_G;$$

τ_r и τ_G — постоянные времени шунта и магазина;

C — емкости магазина C_0 ;

$$\lambda_C = f_C + j\delta_C;$$

δ_C — угол потерь магазина емкости.

Относительное отклонение $\Delta\lambda$ значений выражений (2) — (5) от истинных не превышает

$$\Delta\lambda \approx |\dot{\lambda}|^2 \quad (6)$$

При равновесии схемы (рис. 1) имеем

$$I_{2(1)} - I_{2(2)} = I_G + I_C \quad (7)$$

или

$$\frac{I_1}{K_1} - \frac{I_1}{K_2} = \frac{I_1}{K_3} \frac{Y_G Z_{r1}}{1 + Y_G Z_{r1}} + \frac{I_1}{K_4} \frac{Y_C Z_{r2}}{1 + Y_C Z_{r2}} \quad (7a)$$

В первом приближении, т. е. без учета погрешностей вспомогательных элементов, при разложении выражения (7a) в ряд и разделении действительных и мнимых частей, разность погрешностей можно вычислить по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_0 &\approx \frac{k_1}{k_3} Gr_1 = \frac{k_1}{k_3} Gr_1 \cdot 100\% \\ \Delta \delta_0 &\approx \frac{k_1}{k_4} \omega Cr_2 = \frac{k_1}{k_4} \omega Cr_2 \cdot 10^6 \text{ мкрад.} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

С учетом погрешностей вспомогательных элементов, т. е. во втором приближении, имеем:

$$\Delta f = \Delta f_0 (1 - Gr_1 + f_s + f_{r1} + f_G) + \Delta \delta_0 (\Delta \delta_0 + \delta_4 - \omega \tau_{r2} - \delta_C). \quad (9)$$

$$\Delta \delta = \Delta \delta_0 (1 + f_4 + f_{r2} + f_C) + \Delta f_0 (\delta_8 + \omega \tau_{r1} - \omega \tau_G). \quad (9a)$$

Сопротивления шунтов и магазинов, а также номинальные коэффициенты трансформации вспомогательных трансформаторов выбирают так, чтобы погрешность тока отсчитывалась в процентах, а угловая погрешность при частотах 50, 500 и 5000 гц — в радианах с множителями 10^n , где n — целое число. При отклонении частоты от этих значений ее влияние учитывается соответствующим поправочным множителем. Относительная погрешность измерения частоты является составляющей погрешности измерения разности угловых погрешностей. С учетом этого уравнение (9a) примет вид

$$\Delta \delta = \Delta \delta_0 \left(1 + \frac{\Delta \omega}{\omega} + f_4 + f_{r2} + f_C \right) + \Delta f_0 (\delta_8 + \omega \tau_{r1} - \omega \tau_G). \quad (96)$$

Из формул (9) и (96) следует, что погрешности вспомогательных элементов измерительной цепи (вспомогательных трансформаторов, шунтов, магазинов проводимости и емкости) входят в результат измерения как величины второго порядка малости. То же следует сказать о шунтирующем действии магазинов проводимости и емкости. Погрешности вспомогательных элементов оцениваются обычно по их предельным значениям (по классу точности). Известные поправки вспомогательных элементов схемы учитываются в соответствии с формулами (9) и (96). Закон распределения неучтенных частей поправок обычно неизвестен. Погрешность из-за них будет наибольшей, если считать, что они распределены равномерно [9].

Погрешности вспомогательных элементов можно считать с достаточной точностью независимыми друг от друга. Согласно работе [9] композицию пяти и более независимых случайных величин можно считать нормально распределенной в соответствии с центральной предельной теоремой [10]. В формулах (9) и (96) имеется по 7 и 8 независимых величин. Поэтому можно записать, что средние квадратичные погрешности измерения погрешности тока σ_f и угловой погрешности σ_δ равны [10]

$$\left. \begin{aligned} \sigma_f &= \sqrt{\frac{(\Delta f_0)^2 \sum_{\alpha=1}^4 h_{\alpha f}^2 + (\Delta \delta_0)^2 \sum_{\beta=1}^4 h_{\beta f}^2}{3}} \\ \sigma_\delta &= \sqrt{\frac{(\Delta \delta_0)^2 \sum_{\alpha=1}^4 h_{\alpha \delta}^2 + (\Delta f_0)^2 \sum_{\beta=1}^4 h_{\beta \delta}^2}{3}} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где $h_{\alpha f}$ — предельные значения неучтенных частей поправок в первых скобках формулы (9);

$h_{\alpha \delta}$ — то же для формулы (96);

$h_{\beta f}$ — предельные значения неучтенных частей поправок во вторых скобках формулы (9);

$h_{\beta \delta}$ — то же для формулы (96).

Для оценки допустимых значений h следует принять

$$\Delta \delta_0 \approx \Delta f_0 = \Delta F,$$

где ΔF — наибольшее значение $\Delta \delta_0$, Δf_0 и

$$h_x = h_y = h.$$

Тогда

$$\frac{\sigma_f}{\Delta F} = \frac{2\sqrt{6}}{3} h; \quad \frac{\sigma_\delta}{\Delta F} = \frac{\sqrt{21}}{3} h. \quad (11)$$

Для того чтобы $\sigma_f < 0,001\%$, а $\sigma_\delta < 10$ мкрад при проверке трансформаторов класса 0,05, т. е. при $\Delta F \approx 0,05\%$ (500 мкрад), необходимо условие

$$h < 0,005 - 0,01 (0,5 - 1\%; 0,5 - 1 \text{ срад}). \quad (12)$$

Изложенное выше применимо и к другим схемам цепей для проверки трансформаторов тока [1—8].

Особенности схемы

При использовании схемы рис. 1 на повышенных частотах следует учесть еще ряд ее особенностей. В схеме возможно заземление одного из зажимов вторичной обмотки каждого трансформатора или подача на него любого потенциала, требуемого по условиям последующей эксплуатации. В случае заземления зажимов трансформаторов один из зажимов указателя равновесия также оказывается заземленным. Последнее обстоятельство имеет большое значение при проверках трансформаторов на частотах 5—10 кГц и выше.

Вторичная обмотка каждого из сличаемых трансформаторов замкнута на нагрузку только соединительных проводников, сопротивление которых может быть сколь угодно малым. Это означает, что емкость вторичной обмотки каждого из трансформаторов замкнута практически накоротко и напряжение между зажимами первичной обмотки значительно снижено, что обеспечивает такое же снижение емкостных токов утечки на высоких частотах.

Трансформаторы под нагрузкой проверяют по схеме рис. 3. В этой схеме разность токов, протекающих через вторичную обмотку трансформатора T_1 и через нагрузку Z_n , полностью компенсируется токами I_G и I_C . Перенесение нагрузки в противоположное плечо Z'_n (рис. 3) недопустимо, так как в этом случае необходимо учитывать ток, протекающий по заземляющему проводу. Этот ток не всегда можно измерить.

Одним из существенных факторов, влияющих на точность сличения трансформаторов тока при повышенных частотах, является воздействие полей большого первичного тока на цепи индикаторов. Для уменьшения этого влияния следует принять меры защиты измерительных цепей путем экранирования магазинов, шунтов, нулевых указателей и под-

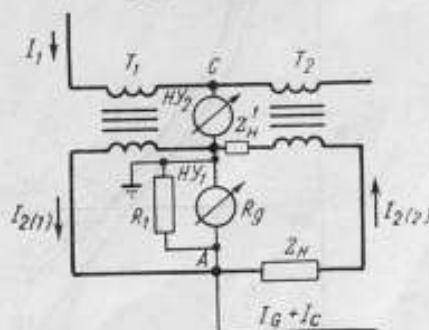


Рис. 3. Схема проверки трансформатора T_2 под нагрузкой Z_n .

Z'_n — нагрузка, включаемая неправильно.

ключенных к ним цепей. Первичный ток необходимо подводить к сличаемым трансформаторам таким образом, чтобы поля, образованные двумя подводящими кабелями, по возможности компенсировали друг друга.

Результаты экспериментальных исследований

Для проверки приведенных выше соотношений была собрана электрическая цепь из отдельных узлов по схеме рис. 1. Результаты измерений представлены на рис. 4 и 5. На рис. 4 представлена зависимость

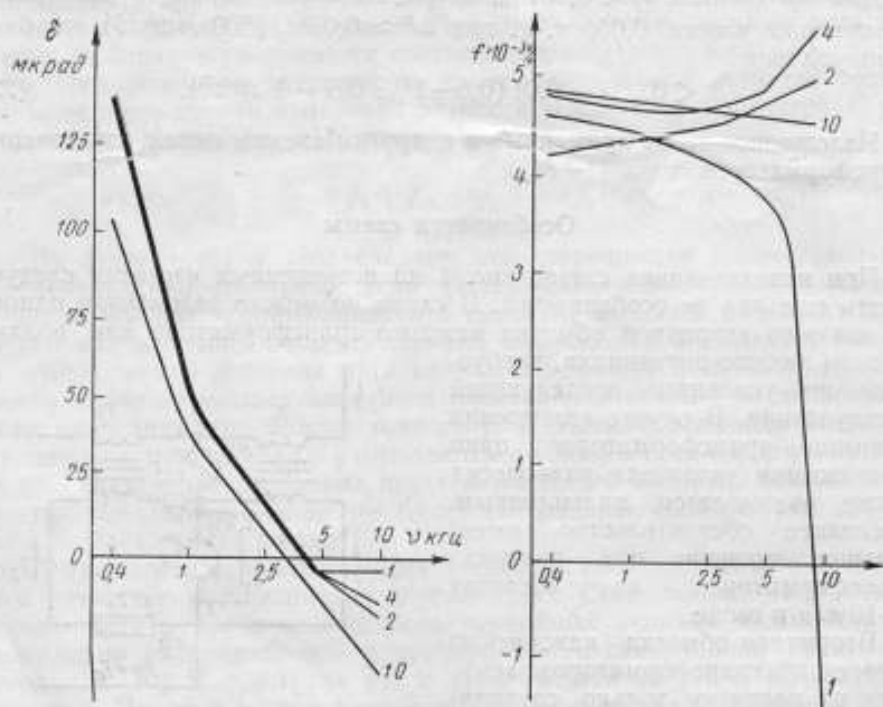


Рис. 4. Зависимость разности погрешностей двух трансформаторов тока ТТП-3 и ОТЧ-2 от частоты при номинальных коэффициентах трансформации, равных 1, 2, 4 и 10.

разности погрешностей от частоты для двух опытных трансформаторов тока типов ОТЧ-2 и ТТП-3 [11], изготовленных заводом «Эталон». Эти трансформаторы имеют секционированную первичную обмотку. Для получения различных номинальных коэффициентов трансформации секции первичной обмотки включают последовательно или последовательно-параллельно.

При номинальных коэффициентах трансформации, равных 2, 4 и 10, разности погрешностей отличаются друг от друга меньше, чем на $10^{-3}\%$ и $10-25$ мкрад (рис. 4). При коэффициенте трансформации, равном единице, в частотном диапазоне $2,5-10$ кГц разность погрешностей тока отличается от разностей погрешностей при других коэффициентах трансформации примерно на $10^{-2}\%$. Это объясняется более низкой точностью измерения при данном номинальном коэффициенте трансформации из-за повышенного влияния емкостной утечки. При коэффициенте трансформации, равном 2—10 в диапазоне частот до 10 кГц и коэффициенте

трансформации, равном единице, в диапазоне частот до 2,5 кгц средняя квадратичная погрешность сличения трансформаторов не превышает $10^{-3}\%$ и 20 мкрад (рис. 5).

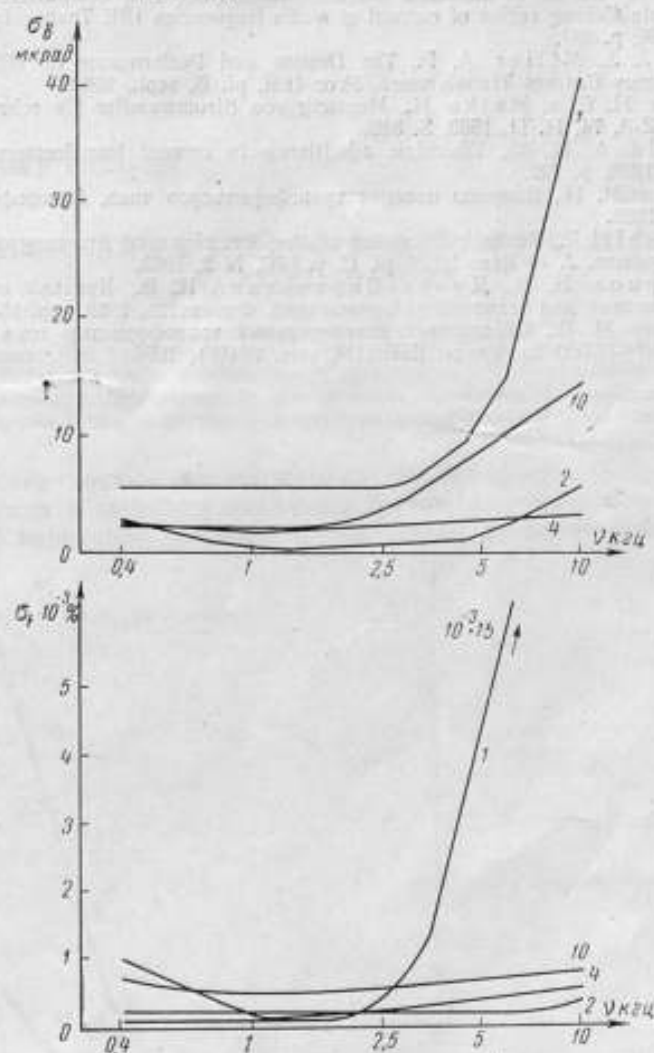


Рис. 5. Зависимость средней квадратичной погрешности измерения разности погрешностей трансформаторов тока от частоты при номинальных коэффициентах трансформации, равных 1, 2, 4 и 10.

Таким образом, в результате проведенной работы показана возможность применения исследованной измерительной цепи для сличения точных трансформаторов тока в диапазоне частот до 10 кгц с погрешностью менее $10^{-3}\%$ и 20 мкрад.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б., Метод и аппаратура для поверки измерительных трансформаторов тока при повышенных частотах, Труды ВНИИМ, вып. 28(88), 1956.
2. Forger K., Thurley F., Ein Differenzme- β -verfahren für Präzisionsstromwandlern bis 12000 Hz, ETZ-A, Bd 84, N. 17, 1963, S. 572.

3. Kusters N. L., Moore W. J. M., The Current Comparator and Its Application to the Absolute Calibration of Current Transformers. AIEE Trans., pt. 111 (Power App and Syst.), v. 88, Apr. 1961, p. 94.

4. Dunfee B. L., A standard current transformer and comparison, method—A basis for establishing ratios of current at audio frequencies IRE Trans., Instr., v. 1—9, N 2, sept., 1960, p. 231.

5. Hill J. J., Miller A. P., The Design and Performance of High Precision Audio—Frequency Current Transformers. Proc IEE, pt. B, sept., 1960.

6. Linck H. E. u. Helke H., Messung von Stromwandler für sehr kleine Nennströme, ETZ-A, 74, N. 11, 1953, S. 349.

7. Arnold A. H. M., Dielectric admittance in current transformers, Proc IEE, v. 97, pt. 11, 1950, p. 722.

8. Левин М. И., Вопросы поверки трансформаторов тока, Автореферат диссертации МЭИ, 1939.

9. Churchill E., Realistic Evolution of the Precision and Accuracy of Instrument Calibration Systems. J. of Resas NBS, pt. C, v. 67C, N 2, 1963.

10. Смирнов Н. В., Дунин-Барковский И. В., Краткий курс математической статистики для технических приложений, Физматгиз, 1959, стр. 108, 137.

11. Каяндер М. С., Образцовый измерительный трансформатор тока для диапазона частот 50—10 000 гц, Труды ВНИИМ, вып. 28(88), 1956.

Поступила в редакцию
23/VI 1964 г.

ПОГРЕШНОСТИ АВТОТРАНСФОРМАТОРНОГО МАГНИТНОГО
КОМПАРАТОРА

Показано, что при повышенных частотах ($2,5 \div 10$ кГц) погрешности измерения действительного коэффициента трансформации трансформаторов тока по автотрансформаторному компаратору примерно на один порядок меньше, чем погрешности измерения методом автономной поверки.

Наиболее точные измерительные трансформаторы тока, которые применяются в звуковом диапазоне частот, изготавливают с секционированной первичной обмоткой [1—3]. Путем последовательного, после-

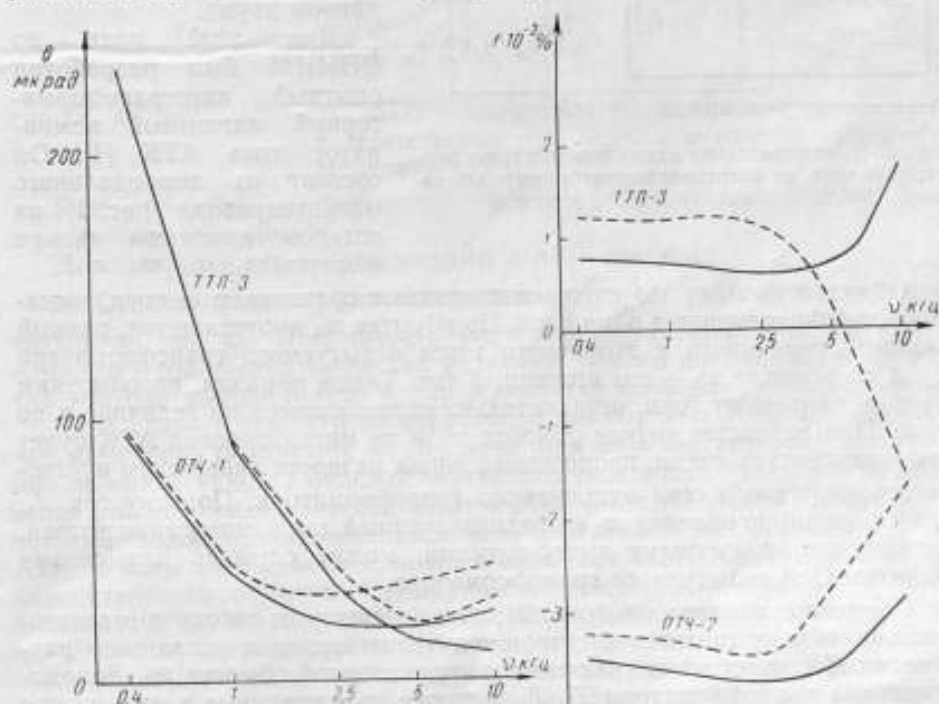


Рис. 1. Зависимость погрешностей трансформаторов тока от частоты при номинальных коэффициентах трансформации, равных единице (пунктирная линия) и двум (сплошная линия).

довательно-параллельного и параллельного включений секций первичной обмотки получают различные номинальные коэффициенты трансформации: от минимального, равного единице, до максимального,

равного числу секций. Обычно такой трансформатор тока поверяют методом автономной поверки (самоповерки) только при номинальном коэффициенте трансформации, равном единице.

На рис. 1 приведены зависимости погрешностей от частоты для двух опытных трансформаторов тока типов ТП-3 и ОТЧ-2, поверенных этим методом при коэффициенте трансформации, равном единице (пунктирные кривые).

Если сравнить разность погрешностей трансформаторов, полученную при автономной поверке (рис. 1), с разностью погрешностей, полученной путем непосредственного их сличения, то обнаружится расхождение в $2 \cdot 10^{-3}\%$ и 15 мкрад. Эта разность превосходит погрешности каждого из поверенных трансформаторов. Как было показано раньше,* это связано с повышенной погрешностью поверки трансформаторов при

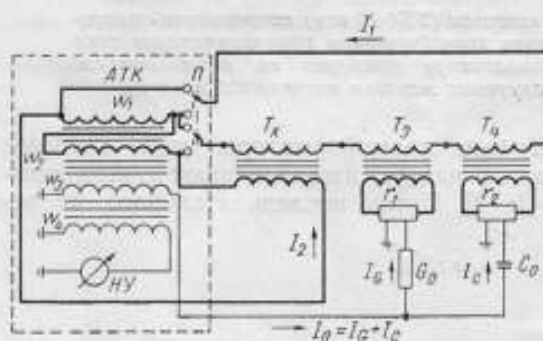


Рис. 2. Принципиальная схема поверки трансформаторов тока по автотрансформаторному компаратору ATK.

номинальном коэффициенте трансформации, равном единице, из-за повышенного влияния токов утечки на этом пределе. Поэтому поправки желательно определять при более высоком номинальном коэффициенте трансформации (например, равном двум).

Для этой цели во ВНИИМ был разработан опытный автотрансформаторный магнитный компаратор тока ATK [4]. Он состоит из тороидального магнитопровода (рис. 2), на котором намотаны четыре обмотки w_1, w_2, w_3, w_4 .

Обмотки w_1 и w_2 , по которым протекают сравниваемые токи, наматывают одновременно в один слой. По обмотке w_1 протекает ток, равный разности первичного и вторичного токов испытуемого трансформатора T_x , а по обмотке w_2 — его вторичный ток. Таким образом, по обмоткам w_1 и w_2 протекают токи, незначительно отличающиеся по величине и по фазе. При равенстве витков обмоток w_1 и w_2 магнитопровод ATK будет намагничиваться током, пропорциональным разности первичного и удвоенного вторичного тока испытуемого трансформатора. Поэтому ток I_0 , протекающий по обмотке w_3 и предназначенный для компенсации потока, вызванного разностными ампер-витками, может служить для оценки погрешностей испытуемого трансформатора.

Состояние равновесия (рис. 2), т. е. отсутствие потока в магнитопроводе, обнаруживается электронно-лучевым нулевым указателем равновесия НУ, который подключают к индикаторной обмотке w_4 . Вспомогательные трансформаторы T_3, T_4 , а также подключенные к ним шунты r_1 и r_2 с магазинами проводимости G_0 и емкости C_0 необходимы для создания и регулирования компенсационного тока I_0 . Так же как и в дифференциально-нулевой разгрузочной схеме,* магазин проводимости служит для отсчета погрешности тока, а магазин емкости — для отсчета угловой погрешности.

*См. стр. 83

В состоянии равновесия

$$\omega_1(\dot{I}_1 - \dot{I}_2) - \omega_2 \dot{I}_2 - \omega_3 \dot{I}_n = 0. \quad (1)$$

Поменяв местами обмотки ω_1 и ω_2 переключателем Π^* , производят повторное уравновешивание. В этом случае

$$\omega_2(\dot{I}_1 - \dot{I}_2) - \omega_1 \dot{I}_2 - \omega_3 \dot{I}_n = 0. \quad (1a)$$

Комплексная погрешность $\dot{\lambda}$ [5] испытываемого трансформатора определяется из уравнений (1) и (1a):

$$\dot{\lambda} = f + j\delta = \frac{2\dot{I}_2 - \dot{I}_1}{\dot{I}_1} = \frac{\omega_3}{\omega_1 + \omega_2} \cdot \frac{\dot{I}_n + \dot{I}_n^*}{\dot{I}_1}, \quad (2)$$

где

$$\dot{I}_n \approx \dot{I}_1 \left(\frac{1}{k_3} Gr_1 + \frac{1}{k_4} j\omega Cr_2 \right),$$

f, δ — соответственно погрешности тока и угловая;
 k_3, k_4 — коэффициенты трансформации вспомогательных трансформаторов.

В первом приближении можно записать, что

$$f \approx \frac{\omega_3}{\omega_1 + \omega_2} \frac{r_1}{k_3} (G' + G''), \quad (3)$$

$$\delta \approx \frac{\omega_3}{\omega_1 + \omega_2} \frac{r_2}{k_4} \omega (C' + C''), \quad (3a)$$

где G', G'' и C', C'' — показания магазинов проводимости и емкости соответственно при первом и втором уравновешивании.

Учет влияний погрешностей вспомогательных элементов дан в настоящем сборнике**.

Дополнительными погрешностями в АТК являются:

а) Отличие фактического отношения $\frac{\omega_3}{\omega_1 + \omega_2}$ от найденного по числу витков $\omega_1, \omega_2, \omega_3$. Погрешность этого отношения войдет в результат измерения отношения токов как величина второго порядка малости [6], так как оно входит только в выражение для вычисления погрешности.

б) В связи с тем, что конструктивно невозможно добиться идеальной идентичности обмоток ω_1, ω_2 даже при $\omega_1 = \omega_2$, результат измерения по уравнению (1) будет отличаться от результата (1a). Для исключения влияния неидентичности обмоток ранее было предложено воспользоваться методом противопоставления, т. е. переключения обмоток ω_1, ω_2 АТК. В этом случае компенсируется линейная часть погрешности из-за неидентичности обмоток. Суммарная погрешность измерения не превышает $10^{-3}\%$ и 10 мкрад, если расхождение между измерениями до и после переключения обмоток ω_1, ω_2 не превышает $0,05\%$ и $0,5$ мрад. Действительно**, погрешности сличаемых трансформаторов, а в данном случае погрешности автотрансформаторного компаратора, не должны превышать $0,05\%$ и 500 мкрад, чтобы влияние неточности вспомогательных элементов не превышало $0,001\%$ и 10 мкрад.

* Переключение обмоток ω_1, ω_2 и повторное уравновешивание проводится с целью обнаружения и исключения влияния неидентичности обмоток.

** См. стр. 83

в) Одним из параметров, характеризующим неидентичность обмоток ω_1 , ω_2 в АТК и требующим отдельного рассмотрения, является разность индуктивностей рассеяния и омических сопротивлений указанных обмоток.

Вторичная обмотка поверяемого трансформатора подключена к нагрузке, равной [7]

$$\dot{Z}_x = r_{np} + \Delta\dot{Z} - \dot{Z}\dot{\lambda}_x, \quad (4)$$

где r_{np} — сопротивление соединительных проводников;

$\Delta\dot{Z}$, \dot{Z} — соответственно разность и среднее значение сопротивлений обмоток АТК.

При переключении обмоток ω_1 и ω_2 меняется знак сопротивления $\Delta\dot{Z}$. Однако первый и третий члены правой части равенства (4) остаются без изменения и подлежат учету.

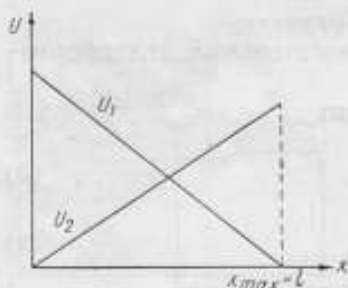


Рис. 3. Кривые потенциалов в АТК.

г) Для того чтобы индуктивности рассеяния обмоток ω_1 и ω_2 , а также их сопротивления отличались незначительно, эти обмотки наматывают одновременно в один слой [4, 8]. Поэтому емкость между обмотками достаточно велика (примерно 10^{-8} ф, если конструкция АТК выполнена по [3]). Тем не менее влияние ее значительно меньше, чем в трансформаторах тока.

Так как емкость между обмотками рассредоточенная, то для определения этой емкости рассмотрим потенциалы обмоток ω_1 и ω_2 . На рис. 3 даны эпюры потенциалов \dot{U}_1 и \dot{U}_2 этих обмоток. За нулевой принят потенциал общей точки обмоток, за координату x — длина вдоль обмотки ω_2 , начиная с точки нулевого потенциала ($x_{max} = l$ — длина обмотки). Так как

$$\dot{U}_1(x) = (I_1 - I_2) \dot{Z}_1 \left(1 - \frac{x}{l}\right); \quad (5)$$

$$\dot{U}_2(x) = I_2 \dot{Z}_2 \frac{x}{l},$$

где \dot{Z}_1 и \dot{Z}_2 — сопротивления обмоток ω_1 и ω_2 ;

$\dot{Z}_2 - \dot{Z}_1 = \Delta\dot{Z}$ — разность сопротивлений обмоток,

поэтому

$$\Delta\dot{U} = \dot{U}_1 - \dot{U}_2 = I_2 \dot{Z}_1 \left[\left(1 - 2\frac{x}{l}\right) - 2\left(1 - \frac{x}{l}\right)\dot{\lambda}_x - \frac{x}{l} \frac{\Delta\dot{Z}}{\dot{Z}_1} \right]. \quad (6)$$

Погрешность $\dot{\lambda}_C$ из-за межобмоточного емкостного тока следует вычислять по формуле

$$\dot{\lambda}_C = \frac{I_0}{I_2} \int_0^l \Delta\dot{U} dC, \quad (7)$$

где $\int_0^l dC = C_{12}$ — емкость между обмотками ω_1 , ω_2 .

При равномерном распределении емкости C_{12}

$$dC = \frac{C_{12}}{l} dx$$

и $C(x) = \int_0^x dC = \frac{C_{12}}{l} x$ — линейная функция от x .

При неравномерном распределении емкости C_{12}

$$\begin{aligned} C(x) &= \frac{C_{12}}{l} x + \chi(x), \\ dC &= \frac{C_{12}}{l} dx + d\chi, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\chi(x)$ — фактор нелинейности, характеризующий неравномерность емкости C_{12} и удовлетворяющий условию

$$\chi(0) = \chi(l) = 0. \quad (9)$$

В большинстве конструкций трансформаторов и АТК распределение межобмоточной емкости близко к равномерному, поэтому для дальнейших расчетов следует учесть, что среднее значение χ

$$\bar{\chi} = \frac{1}{l} \int_0^l \chi(x) dx \ll C_{12}. \quad (10)$$

Подставив значения ΔU (6) и C (8) в формулу (7), получим

$$\dot{\lambda}_c \approx -jZ_1 \omega C_{12} \left(\dot{\lambda}_x + \frac{1}{2} \frac{\Delta Z}{Z_1} + \frac{\bar{\chi}}{C_{12}} \right). \quad (11)$$

Если

$$|Z_1| \approx 0,1 \text{ ом}; \quad \omega = 2\pi \cdot 10^4; \quad C_{12} = 10^{-6};$$

$$\frac{\chi}{C_{12}} \approx 10^{-2}; \quad \left| \frac{\Delta Z}{Z} \right| \approx 2 \cdot 10^{-2}; \quad |\dot{\lambda}_x| \approx 5 \cdot 10^{-4},$$

то

$$\dot{\lambda}_c \approx 2 \cdot 10^{-6}.$$

Эту погрешность можно уменьшить переключением обмоток ω_1, ω_2 . В этом случае компенсируются вторая и третья составляющие в формуле (11).

Результаты экспериментальных исследований представлены на рис. 1 и 4. Погрешности трансформаторов тока при номинальном коэффициенте трансформации, равном двум, определены с помощью АТК.

Разности погрешностей трансформаторов тока ТП-3 и ОТЧ-2, полученные путем их поверки по АТК (рис. 1, сплошные линии) и разности погрешностей, полученные непосредственно сравнением по дифференциально-нулевой разгрузочной схеме* при номинальном коэффициенте трансформации, равном двум, отличаются друг от друга не более, чем на $0,5 \cdot 10^{-3}\%$ и 5 мкрад .

Приведенные ранее графики показывают, что разности погрешностей секционированных трансформаторов тока при номинальных коэффициентах трансформации от 2 до 10 отличаются друг от друга меньше,

* Стр. 88, рис. 4.

чем на $1 \div 1,5 \cdot 10^{-3} \%$ и $10 \div 25$ мкрад. Поэтому погрешности, полученные при поверке по АТК при номинальном коэффициенте трансформации, равном двум, можно распространить и на остальные номинальные коэффициенты трансформации. Допускаемая при этом погрешность, очевидно, не будет превышать $1,5 \cdot 10^{-3} \%$ и 25 мкрад.

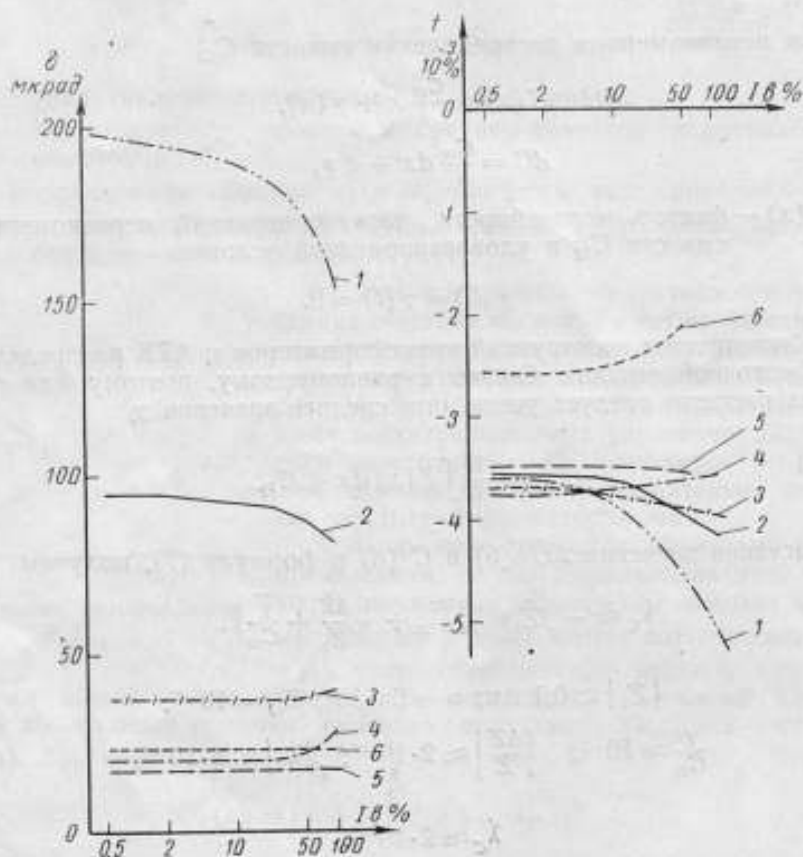


Рис. 4. Зависимость погрешностей трансформатора тока типа ОТЧ-2 от вторичного тока при номинальном коэффициенте трансформации, равном двум.

Погрешности: 0,2 кГц (1); 0,4 кГц (2); 1 кГц (3); 2,5 кГц (4); 5 кГц (5); 10 кГц (6).

В работе [4] показано, что принцип АТК может применяться не только при номинальном коэффициенте трансформации, равном двум, но и при любых других коэффициентах. Приведенные в настоящей работе соотношения следует учесть при расчете погрешностей измерительных трансформаторов тока, автотрансформаторов тока и обыкновенных компараторов [6, 8], когда они применяются в области звуковых частот.

Таким образом, автотрансформаторный магнитный компаратор позволяет оценивать действительный коэффициент трансформации автономно поверяемых трансформаторов тока с погрешностью порядка тысячных долей процента и десятков микрорадиан, что значительно более точно, чем при оценке методом автономной поверки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б., Погрешности измерительных трансформаторов тока в звуковом диапазоне частот, Труды ВНИИМ, вып. 28(88), 1956.
2. Hill J. J., Miller A. P., The Design and Performance of High Precision Audio-Frequency, Current Transformers, Proc. IEE, pt. B, sept., 1960.
3. Dunfee B. L., A Standard current transformer and comparison method— A basis for establishing ratios of current at audio frequencies IRE Trans. Instr., v. 1-9, № 2, sept., 1960, p. 231.
4. Хахамов И. В., Поверка трансформаторов тока по автотрансформаторному компаратору, Новые научно-исследовательские работы по метрологии, Электрические измерения, Информационный сборник № 4, Стандартгиз, 1964.
5. Левин М. И., Вопросы поверки трансформаторов тока, Автореферат диссертации МЭИ, 1939.
6. Тшо-Куо-Суань и др., Прецизионное контрольное устройство для измерения трансформаторов тока, Труды ИМЕКО, т. 5, 1961, стр. 217.
7. Арутюнов В. О., Электрические измерительные приборы и измерения, Энергоиздат, 1958, стр. 356.
8. Kusters N. L., Moore W. J. M., The Current Comparator and Its Application to the absolute Calibration of Current Transformers, AIEE Trans, pt. III, Apr., 1961, p. 94.

Поступила в редакцию
23/VI 1964 г.

СХЕМА ДЛЯ СЛИЧЕНИЯ ОБРАЗЦОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА ВЫСОКОГО КЛАССА ТОЧНОСТИ НА ЧАСТОТЕ 50 Гц

Рассмотрены принцип действия и особенности разгрузочной схемы для проверки трансформаторов тока на частоте 50 Гц, а также результаты экспериментальных исследований.

Повышение класса точности измерительных трансформаторов тока частотой 50 Гц, выпускаемых в последнее десятилетие как отечественной, так и зарубежной промышленностью, обусловило необходимость повышения точности методов и аппаратуры для их проверки. Соответственно возросли и требования к точности методов и аппаратуры, предназначенных для аттестации образцовых измерительных трансформаторов.

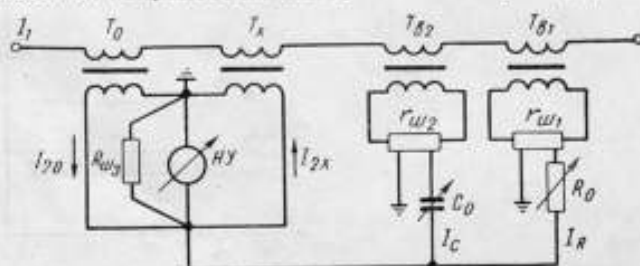


Рис. 1. Схема для сличения трансформаторов тока при частоте 50 Гц.

Для проверки наиболее точных трансформаторов тока в СССР и за рубежом разработан ряд методов, в основном — дифференциальных. Главное внимание при их разработке было направлено на получение высоких чувствительности и точности поверочной аппаратуры [1—7] при минимальной нагрузке поверяемых трансформаторов [7, 8]. Рассмотрение этих методов и аппаратуры показывает, что значительными достоинствами обладает схема* с компенсацией разности вторичных токов сличаемых трансформаторов токами от вспомогательных трансформаторов [7]. Недостаточная точность измерений в этой схеме обусловлена тем, что в качестве отсчетных устройств в ней используются низкоомные реохорды.

Для сличения образцовых трансформаторов тока высокого класса точности при частоте 50 Гц во ВНИИМ разработана схема, представленная на рис. 1. В этой схеме разность вторичных токов $I_{2x} - I_{20}$

* Авторское свидетельство № 167206 от 11/IV 1935 г.

сличаемых трансформаторов T_x и T_0 , по первичным обмоткам которых проходит ток I_1 , компенсируется вспомогательными токами I_R и I_C , получаемыми соответственно от вспомогательных трансформаторов T_{n1} (нагруженного безреактивным шунтом r_{m1}) и T_{n2} (нагруженного безреактивным шунтом r_{m2}) через безреактивный магазин проводимости R_0 и магазин емкости C_0 . Момент компенсации токов наблюдается по нулевому указателю HU (вибрационный гальванометр или электронно-лучевой указатель).

В момент компенсации токов будет иметь место равенство

$$I_{2x} - I_{20} = I_R \pm I_C, \quad (1)$$

т. е. значения вспомогательных токов I_R и I_C могут быть использованы для оценки соответственно разностей как погрешностей тока, так и угловых погрешностей сличаемых трансформаторов.

Как видно из схемы, значения вспомогательных токов могут быть выражены следующим образом:

$$I_R = \frac{I_1}{K_{n1}} \cdot \frac{r_{m1}}{R + r_{m1}}, \quad (2)$$

$$I_C = \frac{I_1}{K_{n2}} \cdot \frac{r_{m2} j \omega C}{1 + j \omega C r_{m2}}, \quad (3)$$

где K_{n1} и K_{n2} — коэффициенты трансформации вспомогательных трансформаторов T_{n1} и T_{n2} ;

R — значение сопротивления магазина проводимостей;
 C — значение емкости, введенной на магазине емкостей.

Из выражений (2) и (3) для вспомогательных токов, удовлетворяющих равенству (1), можно получить приближенные выражения для разности погрешностей тока Δf и разности угловых погрешностей $\Delta \delta$ сличаемых трансформаторов. При условии, что $\omega C r_{m2} \ll 1$ и $\frac{r_{m1}}{R} \ll 1$, будем иметь

$$\Delta f \approx \frac{K_n}{K_{n1}} \frac{r_{m1}}{R} \cdot 100\%, \quad (4)$$

$$\Delta \delta = \frac{K_n}{K_{n2}} r_{m2} \omega C \cdot 100 \text{ рад} \quad (\text{или } 3438 \frac{K_n}{K_{n2}} r_{m2} \omega C \text{ мин}), \quad (5)$$

где K_n — номинальный коэффициент трансформации сличаемых трансформаторов.

Из выражений (4) и (5) видно, что магазины проводимости и емкости могут быть отградуированы в значениях соответственно погрешности тока и угловой погрешности. Тогда при скомпенсированных токах [уравнение (1)] разность погрешностей тока и разность угловых погрешностей сличаемых трансформаторов будут отсчитываться на магазинах R_0 и C_0 .

Погрешность значений Δf и $\Delta \delta$, вычисленных из выражений (4) и (5), обусловлена приближенностью этих выражений, погрешностью элемен-

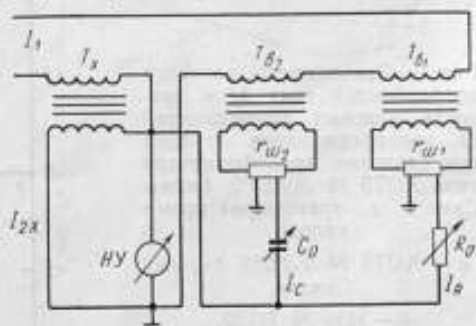


Рис. 2. Схема для автономной проверки трансформаторов тока при коэффициенте трансформации, равном единице.

тов схемы, ограниченной чувствительностью схемы и влиянием цепей с большим током на цепь нулевого указателя, а также ограниченной точностью отсчета.

Погрешность, обусловленная приближенностью выражений (4) и (5), зависит от значений Δf и $\Delta \delta$. Если в схеме используются вспомога-

Рис. 3. Зависимость разности погрешностей тока Δf и разности угловых погрешностей $\Delta \delta$ трансформаторов от тока при сравнении трансформатора типа АГТЗ № 3682702 фирмы Сименс с трансформаторами типов:

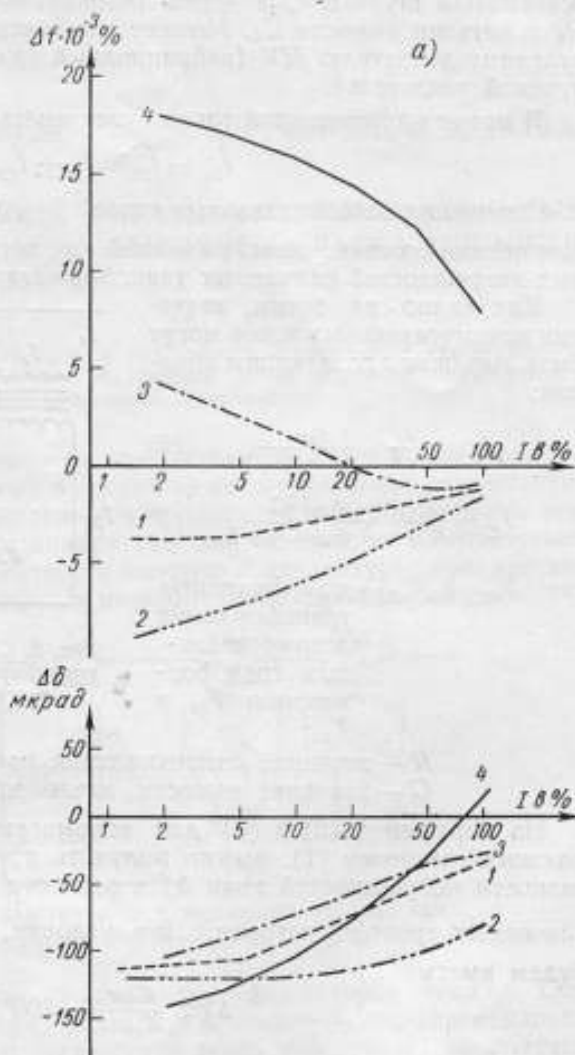
а — АГТЗ № 3539269 фирмы Сименс,

б — И56 № 71772,

в — И512 № 130670 киевского завода „Точэлектроприбор“.

Коэффициенты трансформации: 5/5 а/а (1); 10/5 а/а (2); 20/5 а/а (3); 50/5 а/а (4).

(Графики б и в — см. на стр. 101)



ные трансформаторы и магазины класса точности 0,2 и выполняются неравенства

$$\frac{r_{\text{шт}}}{R} < 0,002 \quad \text{и} \quad \omega C r_{\text{шт}} < 0,002,$$

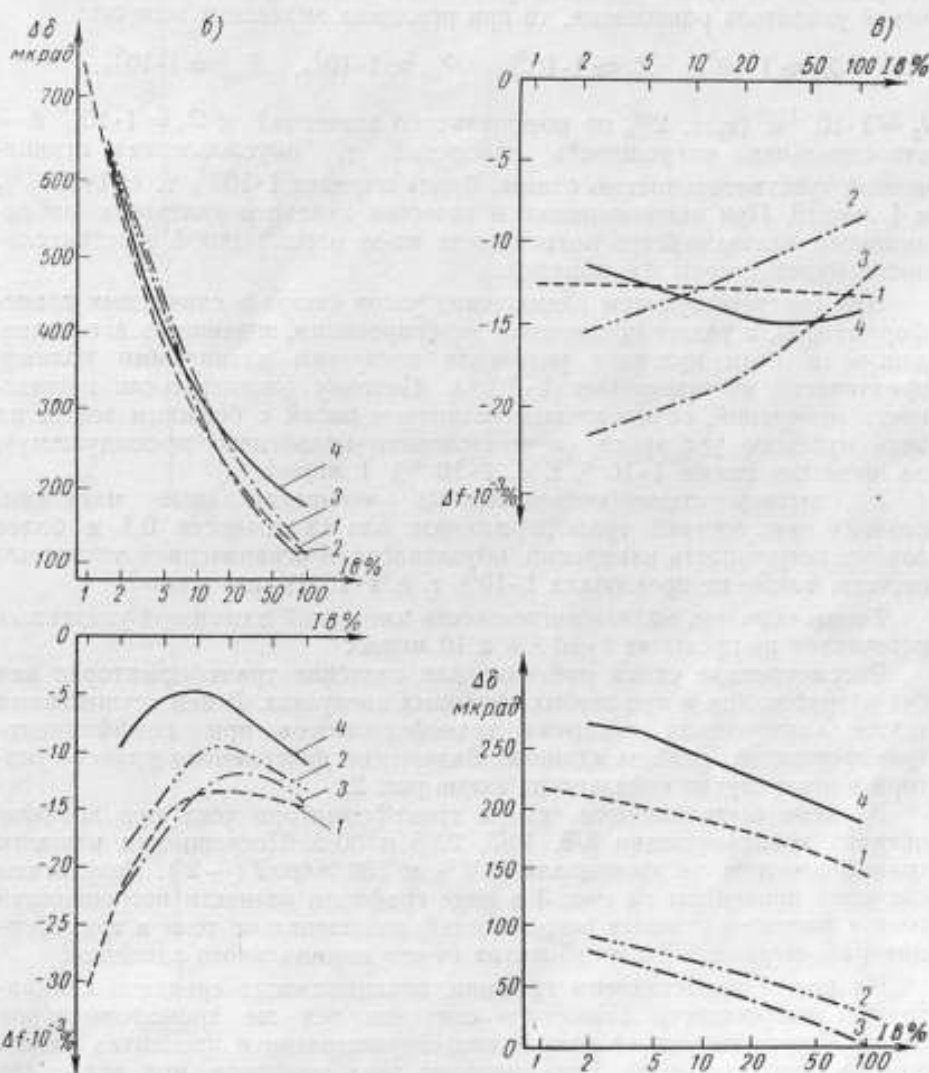
а значения Δf и $\Delta \delta$ не превышают соответственно 0,05% и 500 мкрад ($\sim 2'$), то погрешности этих значений, обусловленные приближенностью выражений (4) и (5) и погрешностью элементов схемы, не превысят соответственно $5 \cdot 10^{-4}\%$ и 5 мкрад.

Погрешность, обусловленную ограниченной чувствительностью схемы, можно оценить по формуле

$$\gamma = \frac{U_{\text{п}}}{S U} \theta / \theta_0, \quad (6)$$

где \mathcal{Q}_n — порог чувствительности нулевого указателя к напряжению;
 S_U — чувствительность схемы по напряжению.

Чувствительность схемы по напряжению определяется соотношением полных сопротивлений Z_1 и Z_2 вторичных обмоток сличаемых трансфор-



маторов при разомкнутых их первичных обмотках и сопротивлением диагонали схемы, равным

$$R_{\Delta} = \frac{R_{шз}R_{ny}}{R_{шз} + R_{ny}}$$

где $R_{шз}$ — сопротивление шунта нулевого указателя;

R_{ny} — сопротивление нулевого указателя.

Чувствительность схемы может быть выражена следующим образом:

$$S_U = \frac{U_0}{\Delta I_2} = \frac{Z_1 Z_2 R_{\Delta} I_2 \cdot 10^{-2}}{Z_1 Z_2 + Z_1 R_{\Delta} + Z_2 R_{\Delta}} \theta^{j^0} / \theta_0 \quad (7)$$

где U_0 — напряжение на зажимах нулевого указателя при нарушении равновесия токов в схеме на величину ΔI_2 ;

I_2 — значение вторичного тока, при котором производится сличение.

Если в качестве нулевого указателя используется электронно-лучевой указатель равновесия, то при реальных значениях величин:

$$Z_1 \approx 1 \cdot 10^3_{\text{ом}}, \quad Z_2 \approx 1 \cdot 10^3_{\text{ом}}, \quad R_{\text{шз}} \approx 1 \cdot 10^2_{\text{ом}}, \quad R_{\text{шг}} \approx 1 \cdot 10^4_{\text{ом}},$$

$I_2 = 1 \cdot 10^{-1} \text{ а}$ (т. е. 2% от номинального значения) и $\Omega_n = 1 \cdot 10^{-5} \text{ в}$ — относительная погрешность измерений γ , обусловленная ограниченной чувствительностью схемы, будет порядка $1 \cdot 10^{-5}$, т. е. $1 \cdot 10^{-4} \%$ и 1 *мкрад*. При использовании в качестве нулевого указателя вибрационного гальванометра погрешность из-за ограниченной чувствительности будет такого же порядка.

При соответствующем размещении узлов схемы и сличаемых трансформаторов, а также применении экранирования, значение э. д. с., введенной в цепь нулевого указателя внешними магнитными полями, практически не превышает $1 \cdot 10^{-5} \text{ в}$. Поэтому относительная погрешность измерений, обусловленная влиянием цепей с большим током на цепь нулевого указателя (и вычисленная аналогично предыдущему), не превысит также $1 \cdot 10^{-6}$, т. е. $1 \cdot 10^{-4} \%$ 1 *мкрад*.

В опытной схеме использовались четырехдекадные магазины, поэтому при проверке трансформаторов класса точности 0,1 и более точных погрешность измерений, обусловленная ограниченной точностью отсчета, также не превышала $1 \cdot 10^{-6}$, т. е. $1 \cdot 10^{-4} \%$ и 1 *мкрад*.

Таким образом, полная погрешность измерений в схеме от указанных источников не превысит $1 \cdot 10^{-5} \%$ и 10 *мкрад*.

Рассмотренная схема пригодна для сличения трансформаторов как без нагрузок, так и при любых заданных нагрузках. В ней осуществима также «автономная проверка» трансформаторов при коэффициенте трансформации, равном единице. Включение проверяемого трансформатора в этом случае показано на схеме рис. 2.

В схеме были сличены четыре трансформатора тока при коэффициентах трансформации 5/5, 10/5, 20/5 и 50/5. Погрешности каждого трансформатора не превышали 0,03% и 500 *мкрад* ($\sim 2'$). Результаты сличения приведены на рис. 3 в виде графиков разности погрешностей тока и разности угловых погрешностей, зависящих от тока в трансформаторах, выраженного в процентах от его номинального значения.

На рис. 4 представлены графики, показывающие среднюю квадратичную погрешности взаимного сличения тех же трансформаторов также в зависимости от тока в них, выраженного в процентах от его номинального значения. Как видно из этих графиков, при значениях тока от 2 до 100% его номинального значения средняя квадратичная погрешность не превышает $5 \cdot 10^{-4} \%$ и 25 *мкрад* ($\sim 0,1'$).

Результаты исследования показали, что разработанная схема обладает рядом существенных преимуществ, выгодно отличающих ее от других схем того же назначения:

1) схема пригодна для сличения трансформаторов при различных сопротивлениях нагрузки в их вторичных цепях. Минимальной нагрузкой трансформаторов является только сопротивление соединительных проводников;

2) симметрична относительно сличаемых трансформаторов, что позволяет применять принцип противопоставления (для обнаружения

и исключения систематических погрешностей измерений (сличаемые трансформаторы меняют местами);

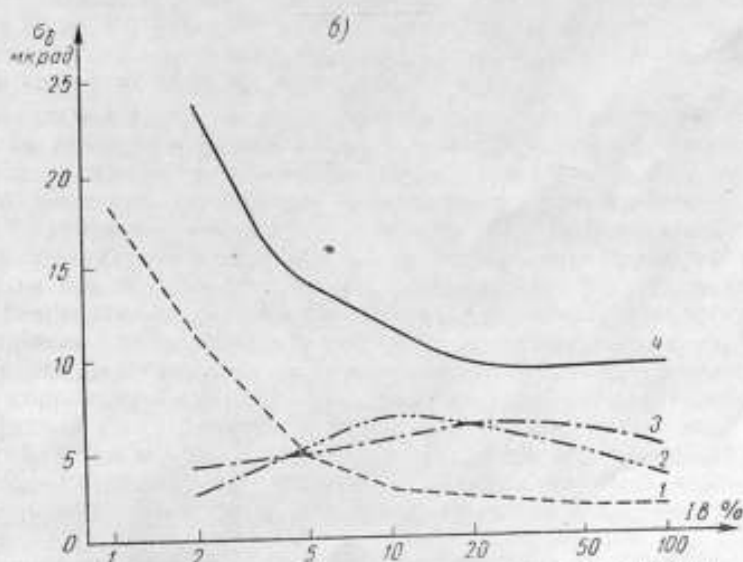
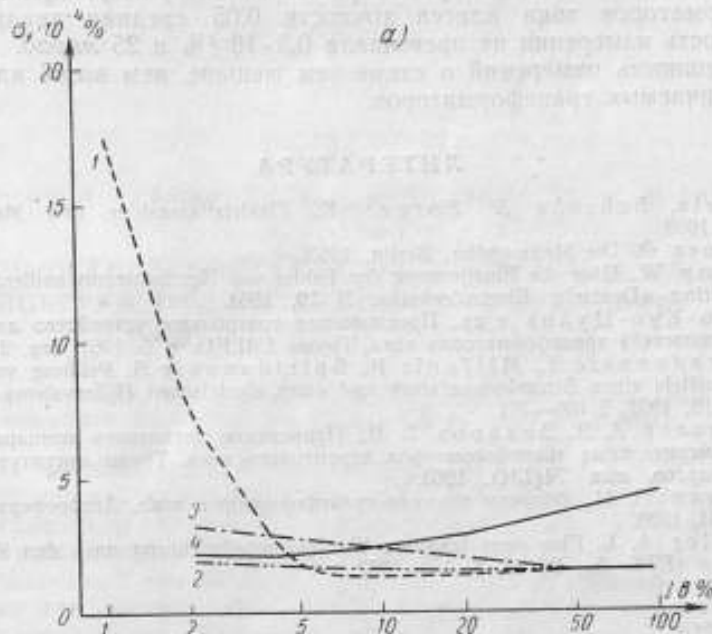


Рис. 4. Зависимость средних квадратичных погрешностей сличения трансформаторов от значения тока при различных коэффициентах трансформации. Обозначения кривых те же, что и на рис. 3.

a — погрешность тока; b — угловая погрешность.

3) обладает высокой чувствительностью, обеспечивающей возможность сличения трансформаторов и при малых значениях вторичного тока (до 1% номинального значения);

4) характеризуется малой погрешностью измерений, что позволяет сличать наиболее точные трансформаторы. Например, при сличении трансформаторов тока класса точности 0,05 средняя квадратичная погрешность измерения не превышала $0,5 \cdot 10^{-3}\%$ и 25 мкрад.

Погрешность измерений в схеме тем меньше, чем выше класс точности сличаемых трансформаторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Beetz, Schroebe A., Forger K. Elektrizitätszähler und Meßwandler. Karlsruhe, 1959.
2. Bauer R. Die Meßwandler. Berlin, 1953.
3. Rump W. Über die Bestimmung der Fehler von Normalstromwandlern mit dem Differentialring «Deutsche Electrotechnik», N 10, 1954.
4. Тшо-Куо-Цуань и др. Прецизионное контрольное устройство для измерения (погрешностей) трансформаторов тока, Труды ИМЕКО, т. 5, 1961, стр. 217.
5. Obradonovic Y., Miljanic P., Spiridonovic S. Prüfung von Stromwandlern mittels eines Stromkomparators und eines elektrischen Hilssystems «ETZ-A», Bd 78, N. 19, 1957, S 699—701.
6. Векслер А. З., Захаров Б. В., Применение магнитного компаратора для проверки измерительных трансформаторов переменного тока. Труды институтов Комитета стандартов, вып 74(134), 1963.
7. Левин М. И., Вопросы поверки трансформаторов тока, Автореферат диссертации, МЭИ, 1939.
8. Keller A. L. Eine neue tragbare Wandlermeßeinrichtung nach den Kompensationsverfahren «ETZ—A», Bd 78, S. 150, 1957.

Поступила в редакцию

23/VI 1964 г.

ОСОБЕННОСТИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНО-НУЛЕВОГО МЕТОДА ПОВЕРКИ ТРАНСФОРМАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ В ЗВУКОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

*Рассмотрены частотные погрешности дифференциально-нулевого метода
поверки трансформаторов напряжения при повышенных частотах.*

Развитие промышленного применения токов повышенной частоты в настоящее время характеризуется возрастанием мощностей промышленных установок. В связи с этим весьма актуальным становится вопрос создания и исследования измерительных трансформаторов тока и напряжения повышенной частоты. В практике поверки трансформаторов напряжения при частоте 50 гц в СССР широко внедрен дифференциально-нулевой метод. На основе работ А. Д. Нестеренко, М. И. Левина и ряда зарубежных авторов созданы теория и конструкция дифференциально-нулевых приборов, выпускаемых и применяемых в СССР при частоте 50 гц. Во ВНИИМ был выполнен анализ частотных погрешностей метода и на его основе разработан дифференциально-нулевой прибор для частот до 8000 гц типа ДНПН-1.

Принципиальная схема поверок трансформаторов напряжения при частоте 50 гц приведена на рис 1. При поверке измеряются разности вторичных напряжений поверяемого $TН_x$ и образцового $TН_0$ трансформаторов, имеющих одинаковые номинальные коэффициенты трансформации. Падение напряжения на делителе ДН, пропорциональное разности погрешностей трансформаторов, измеряется прямоугольно-координатным компенсатором с нулевым указателем НУ. Если делитель ДН безреактивен и рабочий ток компенсатора I_p совпадает по фазе со вторичным напряжением образцового трансформатора $TН_0$ (что достигается соответствующим выбором параметров трансформатора тока ТТ и корректирующего контура RC), то в момент компенсации отсчет синфазной составляющей (по реохорду R_c) определяет разность погрешностей напряжения, а отсчет квадратурной составляющей (по реохорду R_x , питаемому от вторичной обмотки катушки взаимной индуктивности M) — разность угловых погрешностей сличаемых трансформаторов.

Источниками погрешности метода, особенно сильно сказывающимися при повышенной частоте, являются:

- 1) несовпадение по фазе рабочего тока I_p компенсатора со вторичным напряжением образцового трансформатора U_{20} ;
- 2) несовпадение по фазе напряжения U_c на синфазном реохорде с рабочим током I_p ;
- 3) отклонение от 90° сдвига фаз между напряжением U_n на квадратурном реохорде во вторичной цепи катушки взаимной индуктивности и рабочим током I_p ;

сопротивлением перечисленных элементов пренебрегаем. RC — соответственно сопротивления и емкости корректирующие цепи.

Из рис. 2 следует, что

$$I = \frac{\dot{U}_{20}}{j\omega L + \frac{R}{1 + j\omega CR}}$$

После преобразования это равенство принимает вид

$$I = \frac{R + j(\omega R^2 C - \omega^2 C^2 R L - \omega L)}{(R - \omega^2 C L R)^2 + (\omega L)^2} \dot{U}_{20}, \quad (1)$$

где ω — круговая частота.

Условием компенсации, т. е. совпадения фазы тока I и фазы напряжения U_{20} , является

$$R^2 C - \omega^2 R^2 C^2 L - L = 0. \quad (2)$$

Это означает, что

$$C = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4 \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2}}{2\omega^2 L}.$$

Двум решениям уравнения (2) соответствует два условия фазовой компенсации.

Если

$$\left(\frac{\omega L}{R} \right)^2 \ll 1,$$

то

$$C_1 \approx \frac{1}{\omega^2 L} \left[1 - \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2 \right], \quad (3)$$

$$C_2 \approx \frac{L}{R^2} \left[1 + \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2 \right].$$

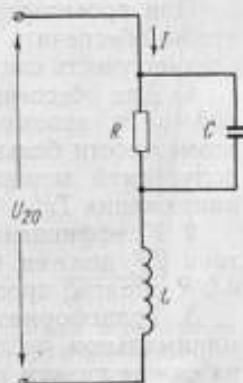


Рис. 2. Упрощенная эквивалентная электрическая схема корректирующей цепи.

При отклонении частоты от номинальной, при которой проведена компенсация, возникает сдвиг фаз между током I и напряжением U_{20} на угол $\Delta\varphi$

$$\Delta\varphi \approx \operatorname{tg} \varphi \approx -2RC^2L\omega_0^3 \frac{\Delta\omega}{\omega};$$

при $C = C_1$

$$\Delta\varphi \approx -2 \frac{R}{\omega L} \frac{\Delta\omega}{\omega},$$

при $C = C_2$

$$\Delta\varphi \approx -2 \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2 \frac{\Delta\omega}{\omega}. \quad (4)$$

Лучшим условием выбора компенсирующей емкости является второе, т. е. $C = C_2$. При этом

$$I \approx \frac{U_{20}}{R} \left[1 + \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2 \right]. \quad (5)$$

Следовательно, при отклонении частоты от номинальной ток I изменяется на

$$\frac{\Delta I}{I} \approx 2 \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2 \frac{\Delta\omega}{\omega}. \quad (5a)$$

Если $\frac{\omega L}{R} = 0,15$, то при изменении частоты на 20% ($\frac{\Delta\omega}{\omega} = 0,2$) изменение тока не будет превышать

$$\frac{\Delta I}{I} < 0,01 (1\%), \quad (6)$$

а сдвиг между током и напряжением не будет превышать

$$\Delta\varphi < 0,002 \text{ рад}. \quad (6a)$$

Поэтому можно считать, что схема является фазопостоянной [2] при малых (порядка 20%) изменениях частоты.

В связи с этим прибор ДНПН-1, разработанный ВНИИМ для широкого диапазона частот, имеет ряд корректирующих контуров, каждый из которых рассчитан на сравнительно узкий частотный диапазон.

При проектировании подобных дифференциально-нулевых приборов, чтобы обеспечить фазопостоянность в расширенном диапазоне частот, следует учесть следующие рекомендации:

1. Для обеспечения высокой чувствительности схемы ток I в первичной цепи вспомогательного трансформатора $ТТ$ должен быть по возможности большим. Предельное значение этого тока ограничивается допустимой мощностью вторичной цепи образцового трансформатора напряжения $ТН_0$.

2. Коэффициент трансформации вспомогательного трансформатора тока $ТТ$ должен быть по возможности большим, так как отношение $\omega L/R$ обратно пропорционально этому коэффициенту.

3. Трансформатор тока $ТТ$ должен быть рассчитан так, чтобы при минимальном числе ампер-витков обеспечить допустимую погрешность на самом низком пределе частоты.

4. Трансформатор следует подключить так, чтобы напряжение между его обмотками было минимальным.*

Влияние делителя напряжения

Компенсационная цепь совместно с делителем напряжения $ДН$ служит для измерения разности погрешностей сличаемых трансформаторов, поэтому при определении действительного коэффициента трансформации поверяемого трансформатора погрешность делителя является величиной второго порядка малости. В отличие от высоковольтных делителей, применяемых в качестве образцовых для проверок трансформаторов повышенной частоты [3], требования к делителю напряжения дифференциально-нулевого прибора существенно снижаются. Основные источники частотной погрешности делителя связаны с емкостными утечками на экран и наличием разности постоянных времени его входного и выходного сопротивлений. Опыт показывает, что у низковольтных активных делителей с входным сопротивлением порядка 1000 ом возможна компенсация реактивности путем уравнивания постоянных времени до $\pm 0,2\%$ и $10'$ в диапазоне частот 20 — 10 000 гц, что вполне достаточно для проверки существующих трансформаторов напряжения классов 0,5. Предельное значение входного сопротивления делителя определяется значением постоянной времени, возрастающим по мере увеличения сопротивления. Однако уменьшение входного сопротивления делителя R_d приводит к увеличению нагрузки сличаемых трансформаторов.

* См. стр. 84.

Следует также иметь в виду, что нагрузка сличаемых трансформаторов определяется не только делителем напряжения, но и разностью погрешностей трансформаторов. Следовательно, при проектировании прибора необходимо выбирать оптимальное значение сопротивления делителя как с точки зрения возможности компенсации его реактивности, так и с учетом нагрузки, создаваемой делителем при проверке трансформаторов различных классов точности.

При проверке трансформаторов напряжения низких классов точности с большой угловой погрешностью по вторичным обмоткам сличаемых трансформаторов протекают значительные по величине токи, сдвинутые примерно на 90° относительно вторичных напряжений. При отрицательной угловой погрешности испытуемого трансформатора дополнительный ток для образцового трансформатора будет эквивалентен индуктивной нагрузке (рис. 3а), а при положительной угловой погрешности испытуемого трансформатора дополнительный ток будет эквивалентен емкостной нагрузке (рис. 3б).

Например, если угловая погрешность испытуемого трансформатора равняется $\pm 500'$ (трансформатор 3-го класса точности), то при сопротивлении делителя R_x , равном 1000 Ω , по вторичным обмоткам, сличаемых трансформаторов будет протекать ток, равный приблизительно 12 mA , причем в зависимости от знака погрешности эквивалентная нагрузка трансформатора будет носить емкостной или индуктивный характер. Это означает, что образцовые трансформаторы следует проверять при нагрузке не только индуктивной, как это обычно делается, но и при емкостной.

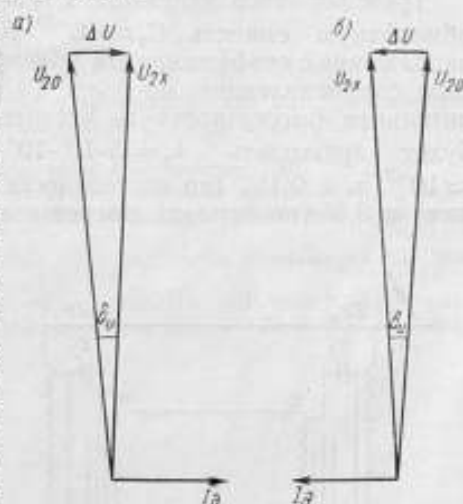


Рис. 3. Влияние угловой погрешности проверяемого трансформатора на нагрузку образцового трансформатора:

$$а) I_x = \frac{\Delta U}{R_x} = I_L; \quad б) I_x = \frac{\Delta U}{R_x} = I_C$$

Влияние емкостей между первичными и вторичными обмотками сличаемых трансформаторов

Согласно работе [4] эквивалентная схема сличения трансформаторов может быть представлена в виде, изображенном на рис. 4. В большинстве случаев сопротивление R_x делителя ДН значительно превосходит сумму выходных сопротивлений сличаемых трансформаторов Z_n , поэтому ток утечки через емкости C_1 и C_2 трансформатора TH_0 будет протекать через вторичную обмотку трансформатора TH_x . В случае включения трансформатора TH_0 вместо трансформатора TH_x ток утечки через емкость C_1 не будет протекать, а ток утечки через емкость C_2 будет протекать через вторичную обмотку трансформатора TH_0 .

Таким образом, в схеме, показанной на рис. 1, имеется дополнительная погрешность λ_x измерения действительного коэффициента трансформации проверяемого трансформатора вследствие емкостных токов утечки:

$$\lambda_x \approx j\omega C_c K Z_n$$

где K — номинальный коэффициент трансформации;
 Z_n — суммарное выходное сопротивление сличаемых трансформаторов;
 $C_c = C_1 + C_2$ — суммарная межобмоточная емкость трансформатора $TН_0$ (Очевидно, что емкости C_3, C_4 не вызывают дополнительной погрешности измерения).

Трансформатор напряжения типа ТНП-2 [4] имеет суммарную межобмоточную емкость $C_c \approx 10^{-10} \text{ ф}$. При проверке трансформаторов напряжения с коэффициентом трансформации 2000/100 ($K=20$) и выходным сопротивлением не более 10 ом дополнительная погрешность на частоте 8 кгц не будет превышать $\lambda_x = 5 \cdot 10^4 \cdot 10^{-10} \cdot 20 \cdot 12 \approx \approx 10^{-3}$, т. е. 0,1% (по погрешности напряжения) и 3,5' (по угловой погрешности).

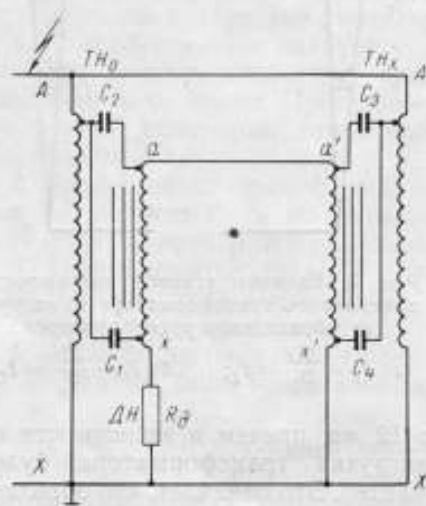


Рис. 4. Эквивалентная схема сличения трансформаторов.

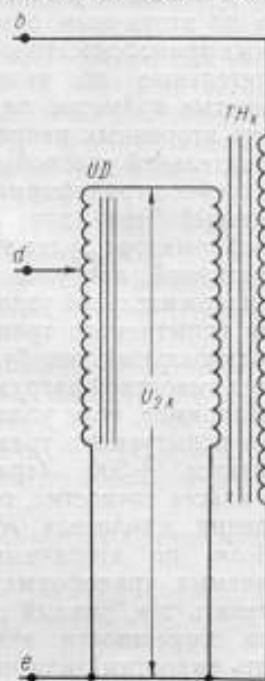


Рис. 5. Схема включения поверяемого трансформатора через индуктивный делитель напряжения.

При сравнении с помощью дифференциально-нулевого прибора двух трансформаторов, имеющих различные коэффициенты трансформации, принципиально возможно подключение вторичной цепи поверяемого трансформатора к прибору через делитель напряжения. Однако, если учесть рассмотренные выше вопросы влияния емкости и вытекающие из этого требования малого выходного сопротивления поверяемого трансформатора, можно сделать вывод о целесообразности применения для этой цели вместо активных делителей с большим выходным сопротивлением индуктивных делителей, имеющих при большом входном сопротивлении (порядка 10^6 ом) малое выходное сопротивление (меньше 5 ом) [5]. В этом случае к точкам b, d и e (рис. 1) подключается испытуемый трансформатор $TН_x$ через индуктивный делитель UD (рис. 5).

Следует отметить, что рассмотренные выше источники погрешностей наиболее сильно сказываются при повышении частоты и их, как правило, не учитывают при частоте 50 гц. Однако по мере повышения

точности измерений при промышленных частотах учет этих источников погрешностей при конструировании дифференциально-нулевых приборов становится необходимым.

Исследование опытного дифференциально-нулевого прибора типа ДНПН-1, предназначенного для поверок трансформаторов напряжения при повышенных частотах, подтвердило результаты приведенного выше теоретического анализа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б., Метод и аппаратура для поверки измерительных трансформаторов тока при повышенных частотах, Труды ВНИИМ, вып. 28(88), 1956.
2. Арутюнов В. О., Фазопостоянные цепи, Стандартгиз, 1963.
3. Левицкая Н. В., Применение активного делителя для поверки трансформаторов напряжения в диапазоне частот 400—8000 гц. Автореферат диссертации МГИИП, 1953.
4. Любарская А. М., Измерительные трансформаторы напряжения для повышенных частот, «Измерительная техника», № 1, 1957.
5. Hill J. J., Miller A. P., A seven decade adjustable ratio inductively — coupled voltage divider with 0,1 part per Million accuracy, Proc IEE, v. 109, p. B, № 44, march 1962, pp. 49—54.

Поступила в редакцию

23/XII 1964 г.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗДУШНЫХ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ
ТЕРМОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Дано описание новых результатов экспериментальных исследований многоэлементных термопреобразователей. Найдены соотношения, с помощью которых, основываясь на вольт-амперных характеристиках и постоянных времени преобразователей, можно определить частотную погрешность термоэлектрических приборов в области инфранизких частот.

Широкое использование приборов термоэлектрической системы при измерениях электрических величин переменного тока обусловлено независимостью их показаний в широком диапазоне частот измеряемого сигнала. Недостатком этих приборов является невысокая точность. Однако она может быть значительно повышена предварительной калибровкой прибора перед измерением [1], что исключает влияние непостоянства параметров термопреобразователя. Погрешность прибора будет определяться в основном погрешностью индикатора постоянного тока, используемого в схеме.

В приборах термоэлектрической системы при калибровке более жесткие требования предъявляются к виду зависимости т. э. д. с. термопары преобразователя от температуры нагревателя. Например, применение преобразователей с квадратичными вольт-амперными характеристиками в приборах для измерения тока и напряжения позволяет улучшить их эксплуатационные данные: многопредельность, замену термопреобразователей без дополнительной градуировки прибора и т. д.

Большое значение вид вольт-амперной характеристики преобразователя имеет при измерении электрических величин переменного тока в области инфранизких частот, т. е. когда постоянная времени термопреобразователя соизмерима со временем периода измеряемого сигнала [2]. Нарушение квадратичности вольт-амперных характеристик в этом случае может привести к значительным систематическим погрешностям, зависящим как от степени неквадратичности характеристики, так и от амплитуды температурных колебаний нагревателя.

Жесткие требования к виду вольт-амперных характеристик термопреобразователей предъявляются также при использовании их в схемах компараторов для измерения мощности при малых значениях $\cos \varphi$.

Во ВНИИМ были разработаны многоэлементные воздушные термопреобразователи, обладающие вольт-амперными характеристиками с малой степенью отклонения от квадратичного закона [3]. Особенностью конструкции преобразователей является применение одного нагревателя для подогрева 30—40 последовательно соединенных термопар. Для обеспечения квадратичной зависимости между измеряемым током и выходной т. э. д. с. температура горячего спая не должна превышать $6 \div 10^\circ \text{C}$.

Целью настоящей работы является:

1) уточнение некоторых параметров многоэлементных воздушных термопреобразователей, например типа ТЭМ-1 (вольт-амперных характеристик, стабильности характеристик во времени, температурных коэффициентов);

2) экспериментальное определение систематических погрешностей и исследование динамических свойств многоэлементных термопреобразователей при работе в области инфранизких частот.

Многоэлементный воздушный термопреобразователь представляет собой электрическую цепь, которая производит математическую операцию: возводит в квадрат значение переменного тока на входе и выдает на выходе значение постоянного напряжения, пропорциональное выражению

$$e = kI^2, \quad (1)$$

где e — э. д. с. термопреобразователя (в милливольт-амперах);

I — ток нагревателя (в миллиамперах);

k — коэффициент пропорциональности.

Вольт-амперные характеристики термопреобразователей выражают зависимость т. э. д. с. от силы тока, проходящего по нагревателю в условиях теплового равновесия между теплом, выделяемым в нагревателе, и теплом, отдаваемым им во внешнюю среду. Поэтому каждый раз после изменения силы тока, вследствие наличия тепловой инерции точки характеристики снимаются лишь через некоторое время, а именно, после установления теплового равновесия.

Вследствие непостоянства коэффициента теплоотдачи, нелинейности температурной характеристики термобатарей, а также ряда других факторов, в реальных условиях квадратичность вольт-амперной характеристики нарушается.

Необходимо отметить, что определить превышение температуры горячего спая по сравнению с температурой окружающей среды даже для обычного контактного термопреобразователя в общем виде, без каких-либо допущений, невозможно [4]. При расчете многоэлементных воздушных термопреобразователей в связи с более сложным тепловым процессом, эта задача значительно усложняется.

Применяемые в настоящее время способы оценки отклонения вольт-амперных характеристик термопреобразователей от квадратичного закона [3] весьма субъективны и не позволяют непосредственно определить погрешности термоэлектрических приборов, в частности, при работе в области инфранизких частот.

Экспериментально определено, что вольт-амперные характеристики многоэлементных воздушных термопреобразователей с достаточной степенью приближения могут быть аппроксимированы двучленами вида

$$e = pI^2 + qI^4 \quad (2)$$

и

$$e = mI^2 + nI^3, \quad (3)$$

В табл. 1 приведена снятая экспериментально типовая вольт-амперная характеристика (графа 2) многоэлементного термопреобразователя и значения т. э. д. с. (в милливольт-амперах), полученные расчетным путем согласно выражениям (2, гр. 3) и (3, гр. 5).

Для снятия вольт-амперных характеристик был использован потенциометр, обеспечивающий точность измерений порядка $\pm 0,002\%$.

Таблица 1

<i>l</i>	<i>e</i>	$e - pI^2 + qI^4$	$\delta \cdot 10^{-4}$	$e - mI^2 + nI^4$	$\delta \cdot 10^{-4}$
30	15,3380	15,3369	+11	15,3378	+2
27	12,4252	12,4252	$\pm 0,0$	12,4253	-1
24	9,8192	9,8206	-14	9,8188	+4
21	7,5187	7,5205	-18	7,5185	-2
18	5,5243	5,5263	-20	5,5246	+3
15	3,8366	3,8383	-17	3,8371	-5
12	2,4556	2,4568	-12	2,4561	-5
9	1,3812	1,3821	-9	1,3817	-5
6	0,6139	0,6143	-4	0,6141	-2
3	0,1535	0,1535	$\pm 0,0$	0,1535	$\pm 0,0$

С целью уменьшения влияния температуры окружающего воздуха исследуемые термопреобразователи помещали в термостат, внутри которого поддерживали постоянную температуру.

Коэффициенты *m*, *n*, *p* и *q* определяли методом наименьших квадратов по вольт-амперным характеристикам.

В табл. 2 приведены значения коэффициентов восьми термопреобразователей, а также их постоянные времени. Последние определяли с погрешностью не более $\pm 5\%$ методом флюксметра [5].

Таблица 2

№ пп	№ преобразователя	<i>m</i> · 10 ⁻⁶	<i>n</i> · 10 ⁻⁸	<i>p</i> · 10 ⁻⁶	<i>q</i> · 10 ⁻⁸	τ сек	
						вкл.	выкл.
1	17	15 621	-65	15 621	-1,2	0,100	0,092
2	37	15 246	-86	15 246	-4,0	0,103	0,092
3	83	17 065	-77	17 065	-1,4	0,154	0,141
4	93	16 633	-79	16 633	-6,3	0,131	0,121
5	94	16 710	-17	16 710	-1,2	0,143	0,129
6	97	17 684	-107	17 684	-4,3	0,118	0,103
7	737	15 953	-39	15 953	-2,7	0,137	0,126
8	829	16 125	-71	16 125	-0,7	0,134	0,126

Как видно из табл. 1, приведенная погрешность т.э.д.с., полученной расчетным путем согласно выражениям (2) и (3), не превышала $\pm 0,013\%$ в первом случае и $\pm 0,003\%$ — во втором.

Ранее были теоретически проанализированы погрешности воздушных термопреобразователей, возникающие при работе их в динамическом тепловом режиме [2].

Температура нагревателя при работе преобразователя в области инфранизких частот и постоянстве его параметров при изменении температуры может быть представлена как

$$\theta = \frac{PR_n}{H} + \frac{PR_n}{H\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}} \sin 2\omega t = \theta_0 + \theta_1 \sin 2\omega t, \quad (4)$$

Здесь Θ_{-} — постоянная составляющая температуры;
 Θ_{-} — амплитуда температурных колебаний;
 H — коэффициент теплоотдачи;
 τ — постоянная времени термопреобразователя;
 R_n — сопротивление нагревателя;
 ω — круговая частота.

Выражение (3) можно представить в виде

$$e = \gamma \Theta_{-} + \mu \Theta_{-}^{3/2}, \quad (5)$$

где γ и μ — коэффициенты пропорциональности.

Подставляя значение Θ из выражения (4) в выражение (5), раскладывая в ряд по формуле Тейлора, а затем интегрируя полученное выражение в интервале времени, равном полному периоду колебаний температуры, получаем среднее значение т.э.д.с.

$$e_{-} = \gamma \Theta_{-} + \mu \Theta_{-}^{3/2} + 0,187 \mu \Theta_{-} \Theta_{-}^{3/2}. \quad (6)$$

При передаче значений от постоянного тока к переменному погрешность перехода будет

$$\delta = \frac{I_{-} - I_{-}}{I_{-}} \cdot 100\% \approx \frac{e_{-} - e_{-}}{2e_{-}} \cdot 100\%. \quad (7)$$

Подставляя в уравнение (7) полученные значения т.э.д.с. из формул (5) и (6), а также учитывая, что $m = \frac{R}{H}$ и $n = \sqrt{\frac{R\tau}{H_3}}$, получаем

$$\delta = \frac{0,187 n^2}{2(m^2 + n^2) \sqrt{1 + 4\omega^2 \tau^2}} \cdot 100\% = \frac{0,187 n^2}{2e_{-} \sqrt{1 + 4\omega^2 \tau^2}} \cdot 100\%. \quad (8)$$

Для экспериментальной проверки полученных соотношений сравнивались показания термоэлектрического и электродинамического компараторов в диапазоне 0,1–10 гц.

Эксперимент проводили следующим образом. Исследуемый термопреобразователь последовательно с электродинамическим компаратором Ф13 подсоединяли к инфранизкочастотному генератору. Т.э.д.с. преобразователя и падение напряжения на образцовой катушке компаратора Ф13 после фильтрации измеряли потенциометром постоянного тока. Так как длительность измерения на столь низких частотах достигает 30–40 мин, а стабильность амплитуды генератора недостаточна, оба фильтра имели равные постоянные времени. Это позволило значительно снизить требования к стабильности амплитуды питающего напряжения.

Показания компаратора Ф13 поддерживали постоянными. Частотную погрешность термопреобразователя определяли по относительному изменению т.э.д.с. при изменении частоты генератора.

В табл. 3 приведены результаты исследования термопреобразователя № 83.

Таблица 3

Погрешность перехода, %	Частота, гц					
	0,1	0,5	1,0	2,0	5,0	10,0
$\delta_{расч}$	-0,013	-0,010	-0,007	-0,004	-0,001	—
$\delta_{экспер}$	-0,010	-0,009	-0,008	-0,005	-0,003	-0,003

Многоэлементные воздушные термопреобразователи обладают достаточно хорошей воспроизводимостью показаний во времени. Результаты, полученные при вторичном снятии вольт-амперных характеристик через три месяца после первого эксперимента, расходились с ранее полученными не более чем на $\pm 0,01\%$.

В ходе исследований были определены температурные коэффициенты ряда термопреобразователей. Их наибольшее значение не превышает $0,008 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$.

Преимуществом многоэлементных термопреобразователей является независимость их показаний при смене полярности постоянного тока. Эксперименты показали незначительное влияние эффектов Томсона и Пельтье.

На основании изложенного можно сделать следующие выводы:

1) найденные соотношения позволяют определить погрешность многоэлементных воздушных термопреобразователей в области инфранизких частот аналитическим путем, основываясь на их статических вольт-амперных характеристиках и постоянных времени;

2) экспериментальные исследования воздушных многоэлементных термопреобразователей показали, что систематическая погрешность, возникающая при динамическом тепловом режиме, в самом худшем случае не превышает $\pm 0,02\%$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Безикович А. Я., Зорин Д. И., Многопредельные термоэлектрические приборы повышенной точности для звукового диапазона частот, Труды ВНИИМ, вып. 39(99), 1960.

2. Гравин О. Н., Особенности применения термокомпараторов на инфранизких частотах, «Измерительная техника», № 12, 1963.

3. Безикович А. Я., Зорин Д. И., Установка для поверки ваттметров, амперметров и вольтметров на переменном токе нормальной и повышенной частоты, Труды ВНИИМ, вып. 28(88), 1956.

4. Теория, расчет и конструирование электроизмерительных приборов, Сб. под ред. Н. Н. Пономарева, Лениздат, 1943.

5. Негмаш Л. Ф., Определение и измерение временных характеристик термопреобразователей, Communication and Electronics, VII, № 37, 1958.

Поступила в редакцию

10/IX 1964 г.

ДЛИННОПЕРИОДНЫЕ ФОТОГАЛЬВАНОМЕТРИЧЕСКИЕ АВТОКОМПЕНСАЦИОННЫЕ ПРИБОРЫ

Теоретически обосновывается возможность создания длиннопериодных фотогальванометрических автокомпенсационных приборов. Приводятся основные соотношения для расчета этих приборов и данные экспериментальной проверки основных выводов.

Отрицательная обратная связь, лежащая в основе широко распространенных в настоящее время фотогальванометрических автокомпенсационных приборов (ФАП), приводит, как известно, к значительному повышению их быстродействия по сравнению с быстродействием управляющего гальванометра [1, 2].

Обычно быстродействие является достоинством этих приборов. Однако в ряде случаев, например, при интегрировании малых и сравнительно медленно изменяющихся во времени импульсов напряжения или тока быстродействие становится недостатком приборов и ограничивает область их применения. Отмеченный недостаток нельзя ликвидировать путем увеличения момента инерции подвижной части гальванометра, так как при этом быстро снижается надежность прибора и возрастает его вибровосприимчивость.

В статье рассматривается предложенный автором метод увеличения периода колебаний ФАП, который свободен от указанных выше недостатков и позволяет создавать приборы с периодом колебаний, превышающим период колебаний их управляющих гальванометров.

Особенности динамики фотогальванометрического автокомпенсатора с инерционной схемой управления

В качестве примера рассмотрим фотогальванометрический автокомпенсатор напряжения, выполненный по схеме, приведенной на рис. 1. Принцип действия прибора известен и не нуждается в пояснениях [1, 2].

Динамические свойства прибора определяются его передаточной функцией ([1], стр. 98). Так как числитель передаточной функции не содержит членов с оператором Лапласа, то для выяснения всех динамических параметров прибора достаточно изучить ее знаменатель.

В следующем наиболее удобном для данного случая виде он приведен в работе [3]:

$$(Js^2 + Ps + W_m) \cdot (\tau s + 1) + W_{sa} = 0, \quad (1)$$

где s — оператор Лапласа;
 J, P, W_m — соответственно момент инерции, коэффициент успокоения и удельный механический устанавливающий момент гальванометра;

τ — постоянная времени схемы управления;

$W_{эл}$ — удельный электрический устанавливающий момент.

Постоянная времени схемы управления, приведенной на рис. 1, определяется соотношением

$$\tau = \frac{1}{2} R_d C,$$

где R_d — динамическое сопротивление фотоэлементов;

C — емкость конденсатора, включенного параллельно одному из фотоэлементов.

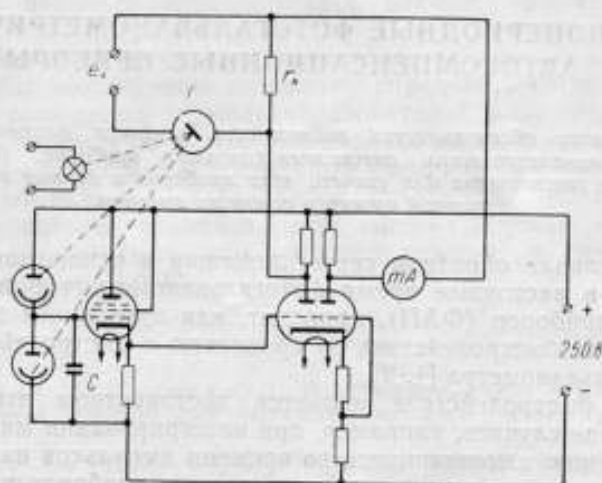


Рис. 1. Принципиальная схема фотогальванометрического автокомпенсатора напряжения.

В тех случаях, когда инерционностью схемы можно пренебречь, уравнение (1) преобразуется в уравнение второго порядка

$$Js^2 + Ps + (W_m + W_{эл}) = 0. \quad (2)$$

Динамические свойства системы с характеристическим уравнением (2), как известно, определяются круговой частотой ω_0 и степенью успокоения β :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{W_m + W_{эл}}{J}} \approx \sqrt{\frac{W_{эл}}{J}}, \quad (3)$$

$$\beta = \frac{P}{2\sqrt{J(W_m + W_{эл})}} \approx \frac{P}{2\sqrt{JW_{эл}}}. \quad (4)$$

Ранее было показано, что переходные процессы систем, описываемых уравнениями (1) и (2), отличаются не более чем на 5% при выполнении условий [3]:

$$\beta > 0,5; \quad \omega_0 \tau < 0,1. \quad (5)$$

По мере роста β допустимое значение относительной инерционности схемы увеличивается. Например, если $\beta = 2$, то $\omega_0 \tau < 0,4$. Кроме того, при выполнении приведенных условий система заведомо устойчива.

Метод увеличения периода колебаний ФАП

Положим, что в схеме компенсатора управляющий гальванометр при разомкнутой обратной связи переуспокоен. Тогда его передаточная функция и соответственно характеристическое уравнение могут быть представлены как произведение передаточных функций двух простых аperiodических звеньев

$$Js^2 + Ps + W_m = W_m(\tau_1 s + 1) \cdot (\tau_2 s + 1). \quad (6)$$

Здесь

$$\tau_1 = \frac{J}{P}; \quad \tau_2 = \frac{P}{W_m}.$$

Отмеченное выше требование переуспокоенности гальванометра сводится к неравенству

$$\frac{JW_m}{P} \ll P.$$

Оно равносильно неравенству $\beta_m \gg 0,5$, где β_m — начальная степень успокоения гальванометра. Обычно

$$\tau_1 \ll \tau_2.$$

Уравнение (1) с учетом уравнения (6) примет вид

$$W_m(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)(\tau s + 1) + W_{эл} = 0. \quad (7)$$

Все постоянные времени τ_1 , τ_2 и τ в уравнении (7) формально равноправны. Поэтому представляется возможным создать такие условия, при которых можно было бы пренебречь не инерционностью схемы τ , а постоянной времени τ_1 определяемой инерционностью гальванометра. Предположим, что эти условия выполнены. Тогда уравнение (7) примет вид

$$W_m(\tau_2 s + 1)(\tau s + 1) + W_{эл} = 0.$$

или после преобразования

$$W_m \tau \tau_2 s^2 + W_m(\tau + \tau_2)s + (W_m + W_{эл}) = 0. \quad (8)$$

Сопоставляя коэффициенты уравнений (2) и (8), находим значения конструктивных параметров эквивалентного гальванометра:

$$J_э = \tau \tau_2 W_m = \tau P;$$

$$P_э = W_m(\tau + \tau_2) = \tau W_m + P;$$

$$W_э = W_m + W_{эл}.$$

По аналогии с соотношениями (3) и (4) можно составить следующие выражения для эксплуатационных параметров эквивалентного гальванометра:

1) круговая частота собственных колебаний

$$\omega_{0э} = \sqrt{\frac{W_э}{J_э}} = \sqrt{\frac{W_m + W_{эл}}{\tau P}}; \quad (9)$$

2) период собственных колебаний

$$T_{0э} = 2\pi \frac{1}{\omega_{0э}} = 2\pi \sqrt{\frac{\tau P}{W_m + W_{эл}}}; \quad (10)$$

3) степень успокоения

$$\beta_э = \frac{P_э}{2\sqrt{J_э W_э}} = \frac{\tau W_m + P}{2\sqrt{\tau P(W_m + W_{эл})}}. \quad (11)$$

Пользуясь приведенными выше условиями, можно проверить допустимость пренебрежения постоянной времени $\tau_1 = \frac{\tau}{P}$.

Согласно условиям (5) теперь должны выполняться неравенства: если

$$\beta_0 > 0,5, \quad \text{то} \quad \omega_{00}\tau_1 \leq 0,1;$$

если

$$\beta_0 = 2, \quad \text{то} \quad \omega_{00}\tau_1 \leq 0,4.$$

Наиболее жесткое требование, очевидно, задается неравенством

$$\omega_{00}\tau_1 = \tau_1 \sqrt{\frac{W_M + W_{эл}}{\tau P}} \leq 0,1. \quad (12)$$

Составим отношения периодов собственных колебаний ФАП с инерционной схемой и обычного ФАП с безынерционной схемой управления:

$$\frac{T_{00}}{T_0} = \frac{\omega_0}{\omega_{00}} = \sqrt{\frac{\tau P}{J}} = \sqrt{\frac{\tau}{\tau_1}}. \quad (13)$$

Такое же отношение для ФАП с инерционной схемой и для отдельно взятого управляющего гальванометра дает

$$\frac{T_{00}}{T_{000}} = \frac{\omega_{000}}{\omega_{00}} = \sqrt{\frac{W_M}{J}} \cdot \sqrt{\frac{\tau P}{W_M + W_{эл}}} = \sqrt{\gamma_0 \frac{\tau}{\tau_1}}. \quad (14)$$

Здесь T_{000} , ω_{000} — параметры управляющего гальванометра;

$\gamma_0 = \frac{W_M}{W_M + W_{эл}}$ — основной показатель точности ФАП, обычно называемый погрешностью некомпенсации; $\gamma_0 \ll 1$.

Соотношения (13) и (14) показывают, что для получения ФАП с периодом колебаний, превышающим период колебания управляющего гальванометра, необходимо иметь схему управления с постоянной времени во много раз большей постоянной времени гальванометра, определяемой моментом инерции его подвижной части

$$\tau > \frac{\tau_1}{\gamma_0}.$$

Таким образом, задача построения длиннопериодного ФАП сводится к построению схемы управления с соответственно большой инерционностью. При выполнении указанных соотношений получаем ФАП, динамика которого эквивалентна динамике обычного гальванометра.

Погрешности ФАП в установившемся режиме не зависят от динамических параметров и поэтому могут быть найдены по известным соотношениям [2]. Если погрешность некомпенсации γ_0 при номинальном режиме работы ФАП учтена при градуировке или регулировке прибора, то погрешности прибора будут определяться только отклонением тех или иных факторов от номинальных. Находят эти погрешности по формулам:

1) погрешность от изменения коэффициента преобразования

$$\Delta\gamma_k = -\gamma_0 \frac{\Delta K}{K},$$

где γ_0 — погрешность некомпенсации;

K — коэффициент преобразования;

ΔK — изменение коэффициента преобразования;

2) погрешность от дрейфа нуля

$$\Delta\gamma_0 = \gamma_0 \frac{\Delta I}{I},$$

где I — номинальное значение тока на выходе ФАП;

ΔI — изменение тока на выходе ФАП из-за дрейфа нуля гальванометра или схемы;

3) погрешность от изменения сопротивления цепи измерения

$$\Delta\gamma_r = \gamma_0 \frac{\Delta r}{\Sigma r},$$

где Δr — изменение сопротивления цепи измерения;

Σr — общее сопротивление цепи измерения при градуировке прибора.

В отличие от гальванометров ФАП имеет нормируемую точность, и градуировать его в процессе работы нужно лишь в случае особенно точных или чувствительных измерений.

Динамические погрешности ФАП такие же, как и у обычных гальванометров, и могут быть оценены теми же методами.

Экспериментальная проверка метода была выполнена по схеме, приведенной на рис. 1. В качестве управляющего гальванометра был взят механизм обычного гальванометра типа М95 со следующими параметрами: $J = 1 \cdot 10^{-8}$ кгм²; $W_{\text{эл}} = 1 \cdot 10^{-7}$ нм/рад; потокосцепление $\Phi = 1 \cdot 10^{-2}$ вб·вит; сопротивление гальванометра $r_{\text{г}} = 20$ ом.

Конденсатор C выбран типа МПГ, отличающийся исключительно высоким сопротивлением изоляции. В приборе применены сурьмяно-цезиевые вакуумные фотоэлементы. Их динамическое сопротивление в схеме по приближенной оценке составляло $r_x = 2 \cdot 10^{10}$ ом. Коэффициент преобразования схемы $K = 160$ а/рад. При $C = 2$ мкф, $\tau = 2 \cdot 10^4$ сек.

Произведем необходимые вычисления. Так как

$$P = \frac{\Phi^2}{\Sigma r} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ кгм}^2/\text{сек}, \text{ то } \tau_1 = \frac{J}{P} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ сек.}$$

Удельный электрический устанавливающий момент вычисляется по формуле [1, 2, 3]

$$W_{\text{эл}} = \frac{\Phi K r_x}{\Sigma r} = 1,6 \cdot 10^{-4} \text{ нм/рад},$$

где $r_x = 2 \cdot 10^{-3}$ ом — компенсационное сопротивление;
 $\Sigma r \approx 20$ ом.

Из полученных значений всех перечисленных элементов были найдены по формулам (10) и (11) параметры динамики ФАП

$$T_{0\text{э}} = 156 \text{ сек} \quad \text{и} \quad \beta_0 = 0,25.$$

Неравенство (12) выполняется с очень большим запасом:

$$\omega_{0\text{э}} = 2\pi \frac{1}{T_{0\text{э}}} = 4 \cdot 10^{-2} \text{ сек}^{-1},$$

$$\omega_{0\text{э}} \tau_1 = 8 \cdot 10^{-5} \ll 0,1.$$

Поэтому, хотя неравенству (12) соответствовало $\beta \geq 0,5$, с полученной относительной инерционностью можно не считаться и при в два раза меньшей степени успокоения.

Пределы измерения э. д. с. e_x ФАП зависят от выбора прибора для измерения тока на выходе

$$I = \frac{e_x}{r_k} = 500e_x.$$

Если взять $I = 3 \text{ ма}$, то $e_x = 6 \text{ мкв}$.

Погрешность некомпенсации

$$\gamma_0 = \frac{W_m}{W_m + W_{22}} = 6 \cdot 10^{-4} (\gamma_0 = 0,06\%).$$

Соответствующий переходный процесс, записанный с помощью самописца Н16 (ток полного отклонения 3 ма, ширина бумаги 80 мм), показан на рис. 2а. Скорость движения диаграммной бумаги 0,1 мм/сек,

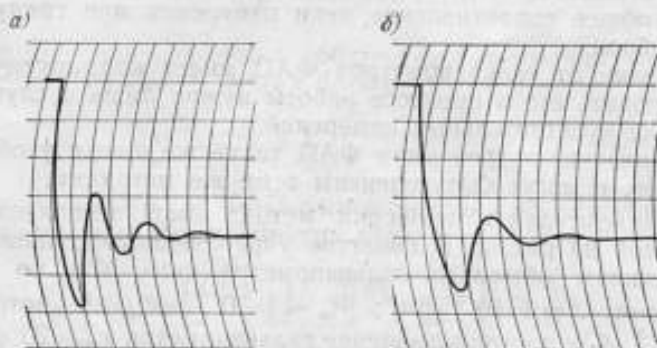


Рис. 2. Переходный процесс:

а — при $C = 2 \text{ мкф}$ ($\tau = 2 \cdot 10^4 \text{ сек}$ и $\Sigma r = 20 \text{ ом}$);
б — при $C = 4 \text{ мкф}$ ($\tau' = 4 \cdot 10^4 \text{ сек}$) и $\Sigma r = 20 \text{ ом}$.

так что расстояние между линиями соответствует 50 сек. Обработка полученных данных показывает, что

$$T_{03} = 140 \text{ сек} \quad \text{и} \quad \beta_3 = 0,23.$$

Поскольку параметры схемы и гальванометра известны лишь приближенно, согласованность значений T_{03} и β_3 эксперимента и расчета нельзя принять за достаточно строгое подтверждение теории. Поэтому для проверки приведенных выводов была изменена инерционность схемы. С этой целью емкость конденсатора была увеличена до $C = 4 \text{ мкф}$. При этом $\tau' = 2\tau = 4 \cdot 10^4 \text{ сек}$.

Соответствующий переходный процесс показан на рис. 2б. Его анализ дает

$$T_{03}' = 195 \text{ сек} \quad \text{и} \quad \beta_3' = 0,32.$$

Соотношения полученных параметров динамики прибора равны

$$\frac{T_{03}'}{T_{03}} = 1,39 \quad \text{и} \quad \frac{\beta_3'}{\beta_3} = 1,39.$$

Так как $P \ll \tau W_m$, то в соответствии с формулами (10) и (11), эти отношения должны быть равны $2\sqrt{2} = 1,41$.

Хорошее согласование этих данных позволяет сделать заключение о том, что эксперимент подтвердил теорию.

Во время опытов было установлено также, что работа длиннопериодного ФАП мало зависит от колебаний напряжения питания; это влияние, во всяком случае, меньше, чем у ФАП той же чувствительности с безынерционной схемой.

В отношении длительной стабильности показаний (дрейфа) длинно-периодный ФАП равноценен обычным ФАП. Шумы, помехи и флуктуации у него меньше благодаря существенно большому времени успокоения и фильтрующему действию инерционной схемы управления.

* * *

Изложенный в статье метод построения и расчета длиннопериодных фотогальванометрических автокомпенсационных приборов позволяет использовать для создания этих приборов обычные гальванометры и сравнительно простые схемы управления. При этом, например, на базе обычного гальванометра на растяжках был получен прибор с периодом колебаний $T_{00} \approx 200$ сек. Такой период колебаний не удавалось получить даже у специальных зеркальных гальванометров, выполненных на подвесе. Приведенное же значение периода колебаний ФАП не является предельным.

Как достоинство прибора, кроме общих со всеми фотогальванометрическими автокомпенсаторами качества, следует отметить очевидную возможность «переключения» периода колебаний в процессе работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Куликовский Л. Ф., Мелик-Шахназаров А. М., Рабинович С. Г., Селибер Б. А., Гальванометрические компенсаторы, изд. «Энергия», 1964.
2. Рабинович С. Г., Фотогальванометрические компенсационные приборы, изд. «Энергия», 1964.
3. Рабинович С. Г., Фотокомпенсационные стабилизаторы постоянного тока и напряжения, «Измерительная техника», № 1, 1957.

Поступила в редакцию
23/II 1964 г.

ВЛИЯНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ЦЕПИ ИЗМЕРЕНИЯ НА ДИНАМИКУ ГАЛЬВАНОМЕТРИЧЕСКИХ АВТОКОМПЕНСАЦИОННЫХ ПРИБОРОВ

Приводится анализ зависимости периода колебаний, степени и времени успокоения гальванометрических автокомпенсационных приборов от сопротивления цепи измерения.

Гальванометрические компенсаторы напряжения и тока представляют собой потенциометры с автоматически изменяемым рабочим током. Как и у всяких приборов компенсационного типа, их показания мало зависят от сопротивления цепи измерения. Большее влияние оно оказывает на динамические свойства этих приборов, т. е. на время и степень успокоения, а также и на период колебаний.

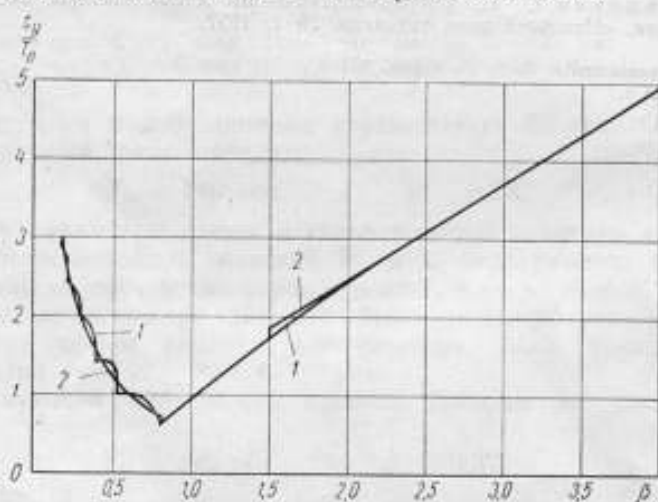


Рис. 1. Зависимость времени успокоения от периода свободных колебаний и степени успокоения для магнитоэлектрических гальванометров и фотогальванометрических компенсаторов с безынерционной схемой.

Если инерционностью схемы управления компенсатора можно пренебречь, то время успокоения t_y прибора определяется только периодом «свободных» колебаний системы T_0 и ее степенью успокоения β .

Взаимная связь между этими параметрами компенсаторов показана на рис. 1, справедливом и для обычных магнитоэлектрических приборов [1]. Под временем успокоения при этом понимается, согласно ГОСТ 1845—59, промежуток времени от момента изменения измеряемой вели-

чины до того момента, начиная с которого значение тока на выходе компенсатора будет отличаться от установившегося значения не более, чем на $\pm 2\%$.

Влияние инерционности схемы при необходимости может быть учтено аналитически [2] или с помощью экспериментальных данных [3].

Параметры T_0 и β определяются соотношениями [2, 3]:

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{J}{W_{эл}}}, \quad (1)$$

$$\beta = \frac{\Phi^2}{2(r_r + r_n) \sqrt{JW_{эл}}}, \quad (2)$$

где J — момент инерции подвижной части гальванометра;

Φ — потокосцепление гальванометра;

r_r — сопротивление гальванометра;

r_n — внешнее для гальванометра сопротивление схемы;

$W_{эл}$ — удельный электрический устанавливающий момент.

Вместо приведенного на рис. 1 графика и соответствующего ему сложного аналитического выражения для расчетов удобно пользоваться приближенными формулами:

$$t_y = 0,6 \frac{T_0}{\beta} \quad \text{при} \quad \beta < 0,8; \quad (3)$$

$$t_y = 1,5(\beta - 0,4) T_0 \quad \text{при} \quad 0,8 < \beta < 1,5; \quad (4)$$

$$t_y = 1,24\beta T_0 \quad \text{при} \quad \beta > 1,5. \quad (5)$$

На рис. 1 наряду со сложной кривой $I \left[\frac{t_y}{T_0} = f(\beta) \right]$ нанесены зависимости 2, соответствующие эмпирическим уравнениям (3) — (5). Из анализа графиков следует, что погрешности перехода на упрощенные зависимости не превышают 10% при применении формулы (3) на участке $0,2 < \beta < 0,8$ и пренебрежимо малы при использовании формулы (4) в интервале $0,8 < \beta < 1,5$. Формула (5) дает погрешность порядка 7% при $\beta = 1,5$. По мере увеличения β эта погрешность быстро падает. В формулах (3) и (4), известных из работ [1 и 5], в приведенном варианте лишь несколько уточнены численные коэффициенты.

Вернемся теперь к поставленной задаче. Рассмотрим влияние сопротивления цепи измерения на динамику гальванометрических компенсаторов при различных вариантах обеспечения необходимой степени успокоения.

На рис. 2 показана схема гальванометрического компенсатора в случае измерения э. д. с. e_x . Успокоение системы определяется сопротивлением цепи гальванометра.

Для этой схемы удельный электрический устанавливающий момент определяется уравнением

$$W_{эл} = \frac{\Phi K r_k}{\Sigma r}, \quad (6)$$

$$\Sigma r = r_k + r_x + r_g;$$

где r_k — компенсационное сопротивление;

r_x — сопротивление источника измеряемого напряжения;

K — коэффициент пропорциональности между током I на выходе усилителя и углом α поворота подвижной части гальванометра; $K = \frac{l}{\alpha}$ и обычно называется коэффициентом преобразования.

Обозначим

$$\rho_x = \frac{r_x + r_k}{r_r} \quad (7)$$

Введя в уравнения (1) и (2) значение $W_{\text{вн}}$ из формулы (6) и ρ_x из соотношения (7), можно получить следующие выражения для степени успокоения и периода колебаний:

$$\beta = \frac{\Phi \sqrt{\Phi}}{2 \sqrt{JKr_r r_k}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \rho_x}}; \quad (8)$$

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{Jr_r}{\Phi K r_k}} \cdot \sqrt{1 + \rho_x}. \quad (9)$$

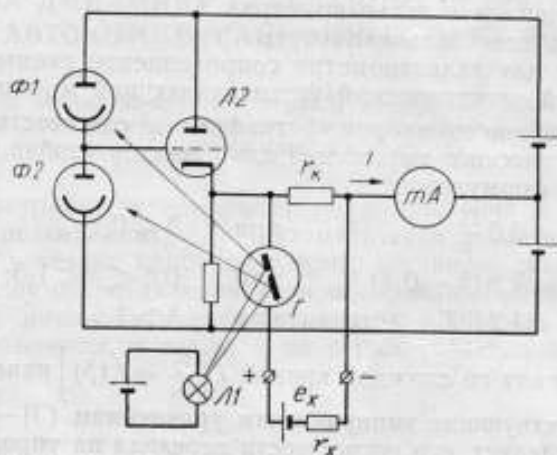


Рис. 2. Фотогальванометрический компенсатор напряжения.

G — управляющий гальванометр; $\Phi 1$, $\Phi 2$ — фотоэлементы; $Л 1$ — лампа осветительная; $Л 2$ — лампа электронная.

Воспользовавшись уравнениями (3) и (5), найдем выражения для времени успокоения прибора:

$$t_y = 0,6 \frac{T_0}{\beta} = 2,4\pi \frac{r_r J}{\Phi^2} (1 + \rho_x) \quad \text{при } \beta < 0,8; \quad (10)$$

$$t_y = 1,24\beta T_0 = 1,24\pi \frac{\Phi}{Kr_k} \quad \text{при } \beta > 1,5. \quad (11)$$

Обращает на себя внимание то обстоятельство, что, как показывает уравнение (11), при $\beta > 1,5$ время успокоения гальванометрического компенсатора не зависит от сопротивления внешней цепи.

При уменьшении степени успокоения влияние внешнего сопротивления постепенно возрастает и при $\beta < 0,8$ оно определяется уравнением (10).

Для обеспечения надлежащего характера переходного процесса в схеме компенсатора (рис. 2) часто параллельно рамке гальванометра включают сопротивление, которое рассчитывают или подбирают опытным путем.

Рассмотрим, как влияет сопротивление цепи измерения на прибор в этом случае.

Примем, что параллельно рамке гальванометра включено сопротивление r_m . Очевидно, шунтирование прибора изменит удельный устанавливающий момент W_{sa} . Чтобы найти эту зависимость, представим себе, что рамка гальванометра, ранее находившаяся в нулевом положении, отклонена внешней силой на угол α . На выходе прибора появится ток $I = K\alpha$. В цепь гальванометра ответвится ток

$$i_0 = I \frac{r_k}{r_k + r_x + \frac{r_r r_m}{r_r + r_m}},$$

а от него непосредственно в рамку гальванометра — ток

$$i'_0 = i_0 \frac{r_m}{r_m + r_r}.$$

Ток i'_0 создает момент M , стремящийся вернуть подвижную часть гальванометра в нулевое положение:

$$M = \Phi i'_0 = \frac{\Phi K r_k}{r_k + r_x + \frac{r_r r_m}{r_r + r_m}} \cdot \frac{r_m}{r_m + r_r} \alpha,$$

но $M = W_{sa} \alpha$. Отсюда

$$W_{sa} = \frac{\Phi K r_k}{r_k + r_x + \frac{r_r r_m}{r_r + r_m}} \cdot \frac{r_m}{r_m + r_r}. \quad (12)$$

Внешнее для рамки гальванометра сопротивление равно

$$r_u = \frac{r_m (r_x + r_k)}{r_m + r_x + r_k}. \quad (13)$$

Подставив значения W_{sa} и r_u из формул (12) и (13) в уравнения (1) и (2), получим искомые выражения для β и T_0 :

$$\beta = \frac{\Phi^2}{2 \left[r_r + \frac{r_m (r_x + r_k)}{r_m + r_x + r_k} \right] \sqrt{\frac{J \Phi K r_k}{r_k + r_x + \frac{r_r r_m}{r_r + r_m}} \cdot \frac{r_m}{r_m + r_r}}};$$

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{J (r_r + r_m) \left(r_k + r_x + \frac{r_r r_m}{r_r + r_m} \right)}{\Phi K r_u r_m}}.$$

Введя в последние выражения безразмерный параметр ρ_x и коэффициент $\lambda = \frac{r_m + r_r}{r_m}$, можно привести их к виду:

$$\beta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\Phi^2}{J K r_k r_r}} \cdot \frac{1 + \rho_x (\lambda - 1)}{\sqrt{1 + \rho_x \lambda}}, \quad (14)$$

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{J_r}{\Phi K r_k}} \cdot \sqrt{1 + \rho_x \lambda}. \quad (15)$$

Теперь можно составить выражение для времени успокоения. При $\beta \leq 0,8$

$$t_y = 0,6 \frac{T_0}{\beta} = 2,4\pi \frac{Jr_r}{\Phi^2} \cdot \frac{1 + \rho_x \lambda}{1 + \rho_x(\lambda - 1)}; \quad (16)$$

если $\beta > 1,5$, то

$$t_y = 1,24\beta T_0 = 1,24 \frac{\pi\Phi}{Kr_x} [1 + \rho_x(\lambda - 1)]. \quad (17)$$

В пределе, при $\rho_x = 0$ и $\lambda = 1$ уравнения (14), (16) и (17) принимают вид:

$$\beta_n = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\Phi^2}{JKr_x r_r}}; \quad (14a)$$

$$t_{yn} = 2,4\pi \frac{Jr_r}{\Phi^2} \quad \text{при } \beta < 0,8; \quad (16a)$$

$$t_{yn} = 1,24\pi \frac{\Phi}{Kr_x} \quad \text{при } \beta > 1,5. \quad (17a)$$

Для каждой конструкции гальванометра и схемы величины β_n и t_{yn} являются постоянными. Поэтому уравнения (14), (16) и (17) можно преобразовать так, чтобы ясно было видно влияние сопротивления цепи измерения:

$$\frac{\beta}{\beta_n} = \frac{1 + \rho_x(\lambda - 1)}{\sqrt{1 + \rho_x \lambda}}; \quad (14б)$$

$$\frac{t_y}{t_{yn}} = \frac{1 + \rho_x \lambda}{1 + \rho_x(\lambda - 1)} \quad \text{при } \beta < 0,8; \quad (16б)$$

$$\frac{t_y}{t_{yn}} = 1 + \rho_x(\lambda - 1) \quad \text{при } \beta > 1,5. \quad (17б)$$

Графики, соответствующие этим уравнениям, приведены на рис. 3. Из рис. 3а следует, что шунтирование гальванометра позволяет значительно ослабить влияние внешнего сопротивления на степень успокоения прибора. Минимальное влияние изменения в широком диапазоне внешнего сопротивления наблюдается при $\lambda_{\text{опт}} = 1,1 - 1,2$, т. е. при $r_{\text{ш}} = (5 \div 10)r_r$.

Кроме того, шунтирование гальванометра при $\beta < 0,8$ снижает влияние сопротивления цепи и на время успокоения системы (рис. 3б). Однако при $\beta > 1,5$ время успокоения начинает зависеть от сопротивления цепи (рис. 3в).

Рассмотренные зависимости динамики компенсаторов от сопротивления цепи остаются полностью справедливыми и для случая, когда вместо шунтирования гальванометра его рамка выполняется с короткозамкнутыми витками или с металлическим каркасом.

Кроме магнитондукционных успокоителей в компенсаторах применяются и дифференцирующие контуры. Рассмотрим этот случай.

В качестве дифференцирующих элементов используются трансформаторы и конденсаторы. Основные схемы подобных компенсаторов и их соответствующий анализ приведены в работе [4], где, в частности, показано, что в рассматриваемом случае степень успокоения может быть

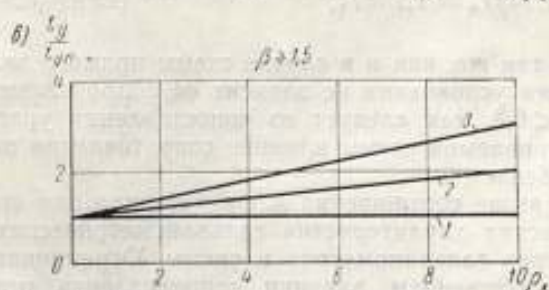
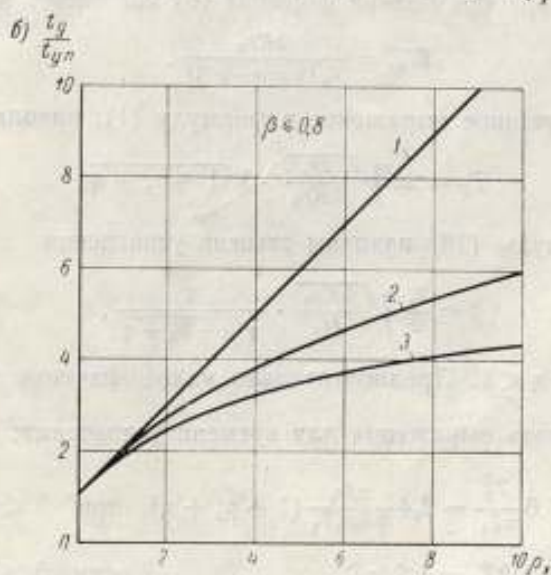
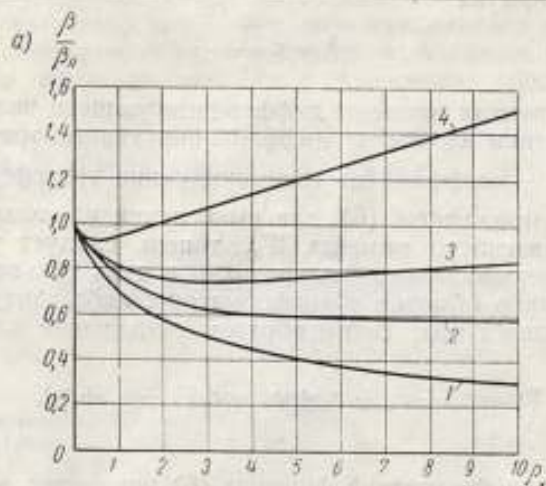


Рис. 3. Зависимость степени успокоения (а) и времени успокоения (б и в) гальванометрического компенсатора от сопротивления цепи измерения при различных соотношениях между сопротивлением гальванометра и шунта.

Кривым 1, 2, 3, 4 соответствуют значения коэффициента λ , равные 1,0; 1,1; 1,2 и 1,5.

вычислена по формуле

$$\beta = \pi \frac{T_1}{T_0}. \quad (18)$$

Здесь T_1 — постоянная времени дифференцирующего звена.

При применении схемы с дифференцирующим трансформатором $T_1 = \frac{M}{r_k}$, где M — коэффициент взаимной индукции трансформатора.

Пользуясь выражением (6) для вычисления удельного электрического устанавливающего момента $W_{\text{вз}}$, теперь следует учесть сопротивление r_x , дополнительно включенное в цепь гальванометра. Это сопротивление либо обмотки трансформатора, либо контура дифференцирующего конденсатора. Таким образом, выражение для Σr примет вид

$$\Sigma r = r_a + r_x + r_k + r_r = r_r (1 + \rho_x + \eta),$$

где $\eta = \frac{r_a}{r_r}$.

После этих преобразований формула (6) принимает вид

$$W_{\text{вз}} = \frac{\Phi K r_k}{r_r (1 + \rho_x + \eta)}.$$

Подставив полученное выражение в формулу (1), находим

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{J r_r}{\Phi K r_k}} \cdot \sqrt{1 + \rho_x + \eta}. \quad (19)$$

Теперь из формулы (18) находим степень успокоения

$$\beta = \frac{T_1}{2} \sqrt{\frac{\Phi K r_k}{J r_r}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \rho_x + \eta}}. \quad (20)$$

Обычно $0 < \eta < 1$. Предпочтительно малое значение этого коэффициента.

Составим вновь выражения для времени успокоения:

$$t_y = 0,6 \frac{T_0^2}{\pi T_1} = 2,4 \frac{\pi J r_r}{\Phi K r_k T_1} (1 + \rho_x + \eta) \quad \text{при } \beta < 0,8; \quad (21)$$

$$t_y = 1,24 \beta T_0 = 1,24 \pi T_1, \quad \text{если } \beta > 1,5. \quad (22)$$

При $\beta > 1,5$ так же, как и в случае схемы прямого включения гальванометра, время успокоения не зависит от сопротивления цепи измерения. При $\beta < 0,8$, как следует из сопоставления уравнений (10) и (21), у рассматриваемой схемы влияние сопротивления цепи измерения несколько ослабевает.

Полученные выше соотношения дают материал для анализа зависимости динамических характеристик гальванометрических компенсаторов от параметров гальванометров и схемы. Ограничиваясь в рамках данной статьи выяснением влияния сопротивления цепи измерения, можно на основе изложенного сделать следующие выводы:

1. Время успокоения гальванометрических компенсаторов в переспокоенном режиме не зависит от сопротивления цепи измерения.

2. Шунтирование гальванометра уменьшает влияние изменения сопротивления цепи измерения на время успокоения системы при $\beta < 0,8$ и вызывает появление некоторого влияния при $\beta > 1,5$.

3. При недоуспокоенной системе влияние сопротивления цепи измерения на степень успокоения может быть существенно уменьшено соответствующим шунтированием гальванометра; наиболее широкий диапазон изменения сопротивления цепи измерения обеспечивается при $r_{ш} = (5 \div 10) r_z$.

Выведенные уравнения и приведенные графики облегчают определение численных значений параметров динамики гальванометрических компенсаторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Минц М. Б., Магнитоэлектрические гальванометры, ГЭИ, 1963.
2. Куликовский Л. Ф. и др., Гальванометрические компенсаторы, «Энергия», 1964.
3. Рабинович С. Г., Фотогальванометрические компенсационные приборы, «Энергия», 1964.
4. Рабинович С. Г., Некоторые вопросы динамики фотокомпенсационных усилителей, «Измерительная техника», № 6, 1962.
5. Курс электрических измерений. Под ред. В. Т. Пряткого и А. В. Талицкого, т. 1, ГЭИ, 1960, стр. 248—258.

Поступила в редакцию
26/IX 1964 г.

ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ УКАЗАТЕЛЬ РАВНОВЕСИЯ
ТИПА ЭЛУР

Описан электронно-лучевой указатель равновесия с автоматическим регулированием чувствительности.

В цепях для поверки измерительных трансформаторов тока и напряжения, а также в мостовых и компенсационных схемах при повышенных частотах в качестве индикаторов равновесия применяются электронно-лучевые указатели.

В ряде работ [1—5] показано, что процесс уравнивания мостовых и компенсационных цепей, а также цепей для поверки измерительных трансформаторов может быть значительно ускорен, если один из усилителей электронно-лучевого указателя снабжен регулятором фазового сдвига. Существующие электронно-лучевые указатели равновесия не имеют таких регуляторов [6].

В процессе уравнивания цепей переменного тока приходится многократно изменять чувствительность нулевого указателя равновесия, что создает определенные неудобства. Так, при поверке измерительных трансформаторов тока и напряжения в процессе уравнивания чувствительность нулевого указателя приходится изменять в 10^2 — 10^3 раз.

Погрешность измерения в уравновешенных цепях переменного тока в значительной степени определяется чувствительностью нулевого указателя равновесия и уровнем наводок и шумов, приведенных к входу основного усилителя.

При разработке и изготовлении опытного образца нового нулевого указателя типа ЭЛУР были учтены указанные выше дополнительные требования, а именно — необходимость фазовой регулировки, введения автоматического регулирования усиления, уменьшения уровня шумов и наводок, а также повышения чувствительности.

Общий вид электронно-лучевого указателя равновесия представлен на рис. 1, а блок-схема — на рис. 2.

Сигнал из индикаторной ветви уравновешиваемой цепи (например из диагонали нулевого указателя моста) поступает на вход *I* предварительного каскада основного усилителя *I*.

Порог чувствительности нулевого указателя определяется в значительной степени уровнем шумов и наводок в первом каскаде усилителя, поэтому был принят ряд мер для снижения их уровня. Предварительный усилитель представляет собой реостатный каскад, собранный на лампе 6Ж32П, включенной триодом. Эта лампа обладает наименьшим уровнем шумов (3 мкв/20 кгц в пентодном режиме). Анодное напряжение предварительного каскада подключено через дополнительный раз-

взаывающий фильтр и стабилизатор со стабилитроном СГП к общему стабилизированному анодному напряжению всех последующих каскадов. Напряжение накала первой лампы, а также всех последующих получается от низковольтного стабилизированного выпрямителя.

Регуляторы коэффициента усиления в виде регулируемого делителя напряжения, включаемого на выходе первого каскада, подвержены значительному воздействию наводок. В новом указателе равновесия усиление основного усилителя регулируется изменением коэффициента



Рис. 1. Общий вид электронно-лучевого указателя равновесия.

усиления двух каскадов, в которых предусмотрена автоматическая регулировка усиления 2. Эти каскады собраны на лампах 6К4П. Изменяя напряжение смещения управляющих сеток путем подачи на них отрицательного напряжения от опорного источника 15 или от детектора автоматического регулятора усиления, можно изменять коэффициент усиления до 60 дб.

Для устойчивой работы указателя между выходом усилителя с автоматической регулировкой усиления и избирательным усилителем помещен катодный повторитель 3.

Для подавления уровня высших гармоник, возникающих в индикаторной ветви уравниваемых цепей, а также для уменьшения влияния шумов в приборе применена схема регенеративного избирательного усилителя с двумя фазовращателями в цепи обратной связи, собранного на лампах 6Ф1П и 6НЗП (4—7) по аналогии со схемой, приведенной в работе [6]. Оконечный двухтактный каскад 8 собран на лампе 6Н1П.

В ряде случаев к выходу электронно-лучевого указателя необходимо включить дополнительный индикатор (например, вибрационный гальванометр или вольтметр) или другой прибор, т. е. использовать указатель в качестве избирательного усилителя. Для этого с выхода первого

фазовращателя 5 сигнал поступает на катодный повторитель 9 и с него на выход указателя.

Для осуществления автоматического регулирования с выхода фазовращателя 5 сигнал поступает на усилитель 10, собранный на лампе 6Н2П, и затем детектируется лампой 6Х2П (11). Выпрямленное напряжение подается на сетки ламп каскадов с автоматическим регулированием усиления 2.

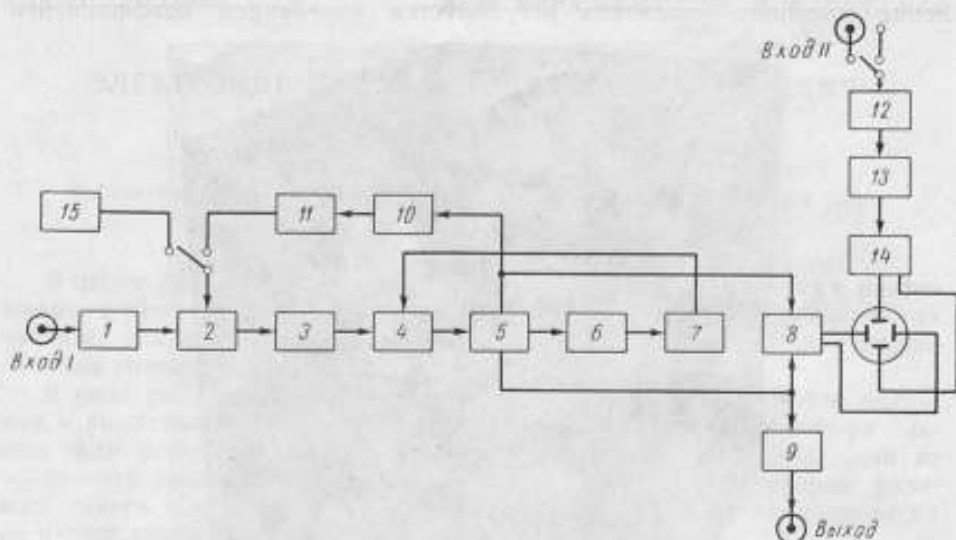


Рис. 2. Блок-схема электронно-лучевого указателя равновесия типа ЭЛУР.

Напряжение, поступающее на горизонтальные пластины электронно-лучевой трубки, усиливается предварительным каскадом 12 вспомогательного усилителя. Предварительный каскад собран на одной половине лампы 6Н3П (13). Вторая половина этой лампы осуществляет плавный сдвиг по фазе в пределах $0-180^\circ$ выходного напряжения вспомогательного усилителя относительно входа 11. С выхода фазовращателя напряжение усиливается двухтактным усилителем 14, собранным на лампе 6Н1П.

С целью дальнейшего уменьшения уровня наводок блок питания вынесен в отдельный корпус. В блоке питания осуществляется выпрямление и стабилизация напряжений: анодного, накала, а также опорного для ручной регулировки усиления. Поэтому в блоке электронно-лучевого указателя отсутствуют цепи, по которым протекают токи с частотой сети.

Для проверки технических трансформаторов тока и напряжения по схеме [7, 8] указатель снабжен сеткой, надеваемой на экран электронно-лучевой трубки.

Применение разработанного индикатора вместо предложенных в работе [7] обычных электронно-лучевых осциллографов обеспечивает повышение точности измерения. Это связано с тем, что эллипс неравновесия на экране электронно-лучевой трубки с избирательным усилителем более четок, чем на экране обычного осциллографа. Кроме того, чувствительность обычных осциллографов бывает недостаточной для проверки трансформаторов тока при малых вторичных токах (5—10% от номинального).

Опытный электронно-лучевой указатель равновесия типа ЭЛУР* разработан к установке для поверки измерительных трансформаторов тока. Однако он найдет широкое применение также и в других измерительных цепях переменного тока благодаря высокой чувствительности, возможности регулирования фазового сдвига во вспомогательном усилителе и наличию автоматического регулирования основного усилителя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карандеев К. Б., Мостовые методы измерений, ГИТЛ УССР, 1953.
2. Карандеев К. Б., Штамбергер Г. А., Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока, Изд. СОАН СССР, 1961.
3. Куликовский Л. Ф. и Мелик-Шахназаров А. М., Компенсаторы переменного тока, Госэнергоиздат, 1960.
4. Методические указания № 214 по поверке измерительных трансформаторов при повышенных частотах, Изд. Госкомитета стандартов, 1964.
5. Busse G u. Hoffman H. I., Wandlerrnesseinrichtung für höhere Frequenzen ETZ-A, Bd 78, N 21, 1957.
6. Зорин Д. И. и Акнаев О. Ф., Избирательный указатель равновесия для широкого диапазона частот, «Измерительная техника», № 3, 1963.
7. Любарская А. М., Некоторые вопросы расчета и поверки трансформаторов напряжения для повышенных частот. Автореферат диссертации МЭИ, 1959.
8. A. Metall, ATM, апрель, 1939.

Поступила в редакцию
17/XII 1964 г.

* Электронно-лучевой указатель равновесия был изготовлен механиком завода «Эталон» А. Л. Сметаниным при участии инженера Н. Н. Левенгагена.

ПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫЙ МЕТОД ПОВЕРКИ ОБРАЗЦОВЫХ АМПЕРМЕТРОВ И ВАТТМЕТРОВ ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ

Рассматривается производительный метод поверки образцовых амперметров и ваттметров постоянного тока повышенной точности, основанный на применении электронного стабилизатора тока с услителем в цепи обратной связи, позволяющим при выставленных определенных значениях опорного напряжения на потенциометре автоматически получать номинальные значения тока в цепи поверяемого прибора.

При определении погрешностей амперметров повышенной точности компенсационным методом, независимо от того, какой применяется потенциометр (многопредельный с полной или неполной компенсацией, ступенчатый или полуавтоматический Р2), обычно приходится выполнять две операции:

1) устанавливать стрелку поверяемого прибора на требуемую отметку путем изменения тока в его цепи;

2) измерять падение напряжения на образцовом сопротивлении, включенном последовательно с поверяемым прибором. Это напряжение является исходным для определения погрешности прибора.

В описываемом ниже методе вместо общепринятой схемы поверки амперметров предлагается принципиально иная схема (рис. 1),* содержащая электронный стабилизатор тока с услителем в цепи обратной связи. Опорное напряжение на стабилизатор подается от потенциометра и мостикового источника. Последний служит для определения погрешности поверяемого прибора.

Рис. 1. Блок-схема поверки амперметров.

В — выпрямитель; R_2 — регулирующий элемент стабилизатора тока; У — усилитель; П — потенциометр; МИ — мостиковый источник.

Выпрямленный ток I проходит через регулирующий элемент стабилизатора тока, поверяемый прибор A_n и образцовое сопротивление $R_{об}$. При этом падение напряжения на образцовом сопротивлении сравнивают с падением напряжения на зажимах X потенциометра. Если напряжения не равны между собой, то их разность усиливается усили-

* Вербенко Е. Г., Авторское свидетельство № 143916 от 31/X 1960 г.

телем и поступает на исполнительный элемент, который изменяет величину тока в цепи поверяемого прибора до уравнивания падения напряжения на образцовом сопротивлении и на зажимах X потенциометра. Изменяя величину напряжения на этих зажимах, можно получить стабилизированный и регулируемый в широких пределах ток I . Если при установке на зажимах X напряжения, соответствующего выбранной оцифрованной отметке шкалы поверяемого прибора, стрелка его точно не установится на указанной отметке из-за наличия погрешностей, то в цепь вводят дополнительное падение напряжения, снимаемое с сопротивления R_x мостикового источника, которое изменяет ток I до установки стрелки прибора на поверяемой отметке. По величине тока, создающего падение напряжения на сопротивлении R_x , определяется погрешность поверяемого прибора.

Описанный метод поверки амперметров применим также для поверки ваттметров. При этом напряжение на параллельной цепи поверяемого ваттметра устанавливается в соответствии с его номинальным значением и поддерживают неизменным в процессе поверки с помощью стабилизатора напряжения с регулируемым выходным напряжением.

Предлагаемый метод поверки амперметров и ваттметров имеет ряд преимуществ по сравнению с общепринятым. Во-первых, упрощается методика и сокращается длительность поверки, поскольку установка тока в цепи поверяемого прибора и измерение на потенциометре совмещены в одну операцию, во-вторых, в схеме отсутствуют регулировочные устройства, что особенно существенно при токах в несколько десятков ампер и, в-третьих, питание полностью осуществляется от сети переменного тока.

В приведенной схеме потенциометр (рис. 2) предназначен для создания фиксированных опорных падений напряжений, соответствующих номинальным значениям падений напряжений на образцовой катушке сопротивления $R_{об}$ и для каждой оцифрованной отметки поверяемого амперметра.

Поскольку имеется в виду поверка только стрелочных приборов, то целесообразно применить ступенчатый потенциометр, позволяющий иметь две рабочие декады: $15 \times 10 \text{ ом}$ и $10 \times 1 \text{ ом}$. Включение последовательно с рабочими декадами дополнительных сопротивлений с одновременным шунтированием этих цепей постоянным сопротивлением (213 ом) дает возможность получать различные опорные напряжения, предназначенные для поверки амперметров с ценой деления $0,2 \text{ мв}$, $0,25 \text{ мв}$, $0,3 \text{ мв}$, $0,4 \text{ мв}$, $0,5 \text{ мв}$ и 1 мв , выраженной через падение напряжения рабочего тока амперметра на образцовом сопротивлении.

Рабочие декады имеют также замещающие их декады. Наличие замещающих декад позволяет уменьшить т.э.д.с. на контактах переключателя и иметь практически неизменную чувствительность усилителя цепи обратной связи, поскольку вход усилителя будет включен на сопротивление, изменяющееся в пределах $\pm 25\%$.

Рабочий ток потенциометра, равный 2 ма , стабилизируется с помощью регулирующего триода П5Б, включенного последовательно с измерительным и установочным сопротивлениями. В случае отклонения рабочего тока от номинального разность между падением напряжения на установочном сопротивлении и э.д.с. нормального элемента усиливается фотоэлектрическим усилителем Ф117/10. Усиленный сигнал изменяет проводимость регулирующего триода до тех пор, пока рабочий ток не станет равным номинальному. Питается потенциометр от сети переменного тока через мостиковый выпрямитель с фильтром. Выпрямленное и отфильтрованное напряжения сети стабилизируются двухкас-

кадным параметрическим стабилизатором напряжения.* При этом на установочном сопротивлении напряжение изменяется до значения близкого к э. д. с. нормального элемента, что позволяет при запуске стабилизатора тока потенциометра ограничить ток нормального элемента величиной, не превышающей 1 мка.

При изменении напряжения сети от +5% до -15% от номинального и одновременном изменении сопротивления в цепи рабочего тока на $\pm 5\%$ погрешность установки рабочего тока будет меньше 0,002%.

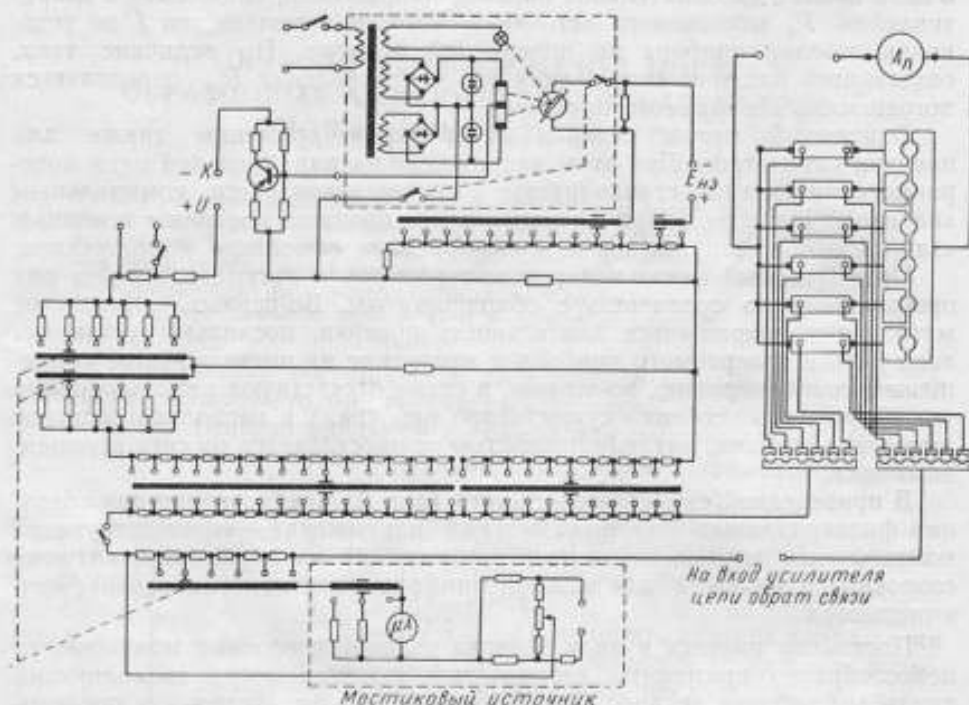


Рис. 2. Потенциометр, мостиковый источник и набор образцовых катушек сопротивления.

В схеме потенциометра применена автоматическая температурная компенсация э. д. с. нормального элемента (рис. 3), основанная на использовании медного сопротивления, имеющего положительный температурный коэффициент.

Через установочное сопротивление r_y проходит ток

$$I_y = I \frac{R}{R + r_y + r} \quad (1)$$

При изменении температуры на $\theta^\circ \text{C}$

$$I_{y\theta} = I \frac{R}{R + r_y + r(1 + \alpha\theta)}, \quad (2)$$

где α — температурный коэффициент меди.

* Додик С. Д. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока, изд. Советское радио, 1962.

Падение напряжения на сопротивлении r_y при нормальных условиях будет

$$U_{20} = \frac{IRr_y}{R + r_y + r}, \quad (3)$$

а при изменении температуры на $\theta^\circ\text{C}$

$$U_\theta = \frac{IRr_y}{R + r_y + r(1 + \alpha\theta)}. \quad (4)$$

Разность падений напряжений при этом определится из уравнения

$$\Delta U_\theta = U_\theta - U_{20} = - \frac{IRr_y r \alpha \theta}{(R + r_y + r)^2 + r \alpha \theta (R + r_y + r)}.$$

Пренебрегая вторым членом знаменателя из-за его малости по сравнению с первым, получим

$$\Delta U_\theta = - \frac{IRr_y r \alpha \theta}{(R + r_y + r)^2} = k\theta. \quad (5)$$

Следовательно, в первом приближении можно считать, что падение напряжения на установочном сопротивлении изменяется по линейному закону. Известно, что зависимость э. д. с. нормального элемента от температуры имеет нелинейный характер. Однако на небольших участках эта зависимость приближается к линейной, поэтому можно осуществить температурную компенсацию э. д. с. нормального элемента на установочном сопротивлении в узком интервале температур, применив схему показанную на рис. 3.

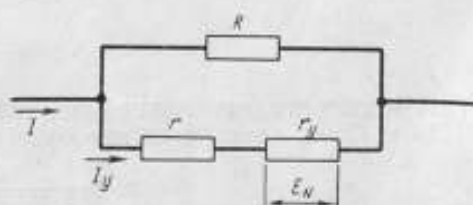


Рис. 3. Схема температурной компенсации э. д. с. нормального элемента.
 R и r_y — манганиновые сопротивления; r — медное сопротивление.

Согласно ГОСТ 1845—59 стрелочные приборы повышенной точности следует поверять при температуре $20 \pm 2^\circ\text{C}$, но более реальным интервалом температур следует считать $20 \pm 5^\circ\text{C}$.

Учитывая также, что в большинстве случаев приборы поверяют при температуре, превышающей 20°C , целесообразно получить температурную компенсацию э. д. с. нормального элемента при 18 и 23°C .

Изменение э. д. с. нормального элемента в интервале температур $18 \div 23^\circ\text{C}$ будет

$$\Delta U_{20} = E_{23} - E_{18} = -2,5 \cdot 10^{-4} b. \quad (6)$$

Следовательно, $k\theta = -2,5 \cdot 10^{-4}$.

Из выражений (5) и (1) и учитывая, что $\theta = 5^\circ\text{C}$, получим

$$\frac{I_y r_y r \alpha}{R + r_y + r} = 0,41 \cdot 10^{-4};$$

поскольку $I_y r_y = U_y$, то

$$\frac{U_y r \alpha}{R + r_y + r} = 0,41 \cdot 10^{-4}.$$

Пусть

$$\frac{R + r_y}{r} = n, \quad (7)$$

тогда

$$n = \frac{U_y \alpha}{0,41 \cdot 10^{-4}} \quad (8)$$

Из выражения (1) получим

$$\frac{I_y}{I} = \frac{R}{R+r_y+r} = S, \quad (9)$$

где S — коэффициент шунтирования, показывающий, какая часть рабочего тока потенциометра проходит по установочному сопротивлению.

Так как медное сопротивление r нестабильно во времени и его изменение может вызвать погрешность установки рабочего тока потенциометра, необходимо определить коэффициент шунтирования при минимальном значении r .

Из выражений (3), (9) и (7) запишем:

$$r_y = \frac{U_{20}}{IS}; \quad (10)$$

$$R = nr - \frac{U_{20}}{IS}. \quad (11)$$

Подставив в выражение (3) соответствующие значения из выражений (11) и (7) и, сделав ряд преобразований, будем иметь

$$r = \frac{U_{20}}{I[Sn - S^2(n-1)]}. \quad (12)$$

Значения S находим из условий минимума $f(r)$

$$S = \frac{n}{2(n+1)}. \quad (13)$$

Подставив в выражение (8) числовые значения $U_y = 1,0186$ в (э. д. с. нормального элемента), $\alpha = 4,1 \cdot 10^{-3}$ — для меди, получим $n = 105,8$. Тогда, согласно выражению (13), $S = 0,495$ или $\approx 0,5$.

Из выражений (10), (12) и (7) находим значения r_y , r и R .

Определим погрешность метода расчета температурной компенсации изменения э. д. с. нормального элемента. Изменение падения напряжения на установочном сопротивлении при изменении температуры будет

$$\Delta U = -3,74 \cdot 10^{-5} (t - 20) + 1,2 \cdot 10^{-6} t,$$

а изменение э. д. с. нормального элемента при изменении температуры

$$\Delta E = -4 \cdot 10^{-5} (t - 20) - 1 \cdot 10^{-5} (t - 20)^2 \text{ в.}$$

Относительная погрешность установки рабочего тока потенциометра вследствие замены действительного изменения э. д. с. нормального элемента линейным изменением будет

$$\gamma_I = \frac{I' - I}{I} = \frac{E'_N - E_N}{E_N} = \frac{\Delta U - \Delta E}{E_N}, \quad (14)$$

где I' — значение рабочего тока потенциометра при компенсации э. д. с. нормального элемента с линейно изменяющимся падением напряжения на сопротивлении r_y ,

E'_N — э. д. с. нормального элемента, при которой мог бы установиться рабочий ток потенциометра, равный току I' ,

I — значение рабочего тока потенциометра при изменении падения напряжения на сопротивлении r_y по закону изменения э. д. с. нормального элемента.

Подставляя в выражение (14) значения ΔU и ΔE , получим

$$\gamma_I = \frac{10^{-6}[2,6(t-20) + (t-20)^2 + 1,2]}{E_N}. \quad (15)$$

γ_I равняется 0,00012% при 20° С; 0,0013% при 15° С и 0,004% при 25° С.

Термокомпенсационное сопротивление вместе с нормальным элементом заключено в термоуравнительную алюминиевую камеру.

В потенциометре применена двойная изоляция. Его относительная погрешность равна 0,01%.

Мостиковый источник (рис. 2) представляет собой четырехплечий мост, все плечи которого равновелики. В диагональ моста последовательно включены сопротивление R_2 (рис. 1) и микроамперметр М24 с нулем посередине.

Мостиковый источник предназначен для создания различных по величине и по знаку падений напряжений на сопротивлении R_2 . Части сопротивлений двух смежных плеч у вершины моста, к которой присоединяется сопротивление R_2 , представляет собой проволочный радиотехнический потенциометр. Сопротивление R_1 представляет собой набор,

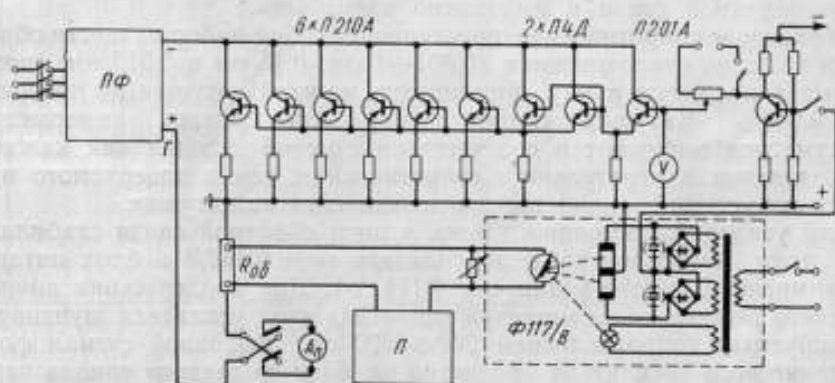


Рис. 4. Регулирующий элемент и усилитель цепи обратной связи.

ПФ — преобразователь фаз и выпрямитель; П — потенциометр.

состоящий из шести сопротивлений, включенных последовательно с выходными зажимами потенциометра. Каждое сопротивление набора выбрано так, чтобы падение напряжения на нем при полном отклонении стрелки микроамперметра соответствовало допустимой приведенной погрешности поверяемого прибора в соответствии с его ценой деления. Для всех классов поверяемых приборов набор сопротивлений остается неизменным, а изменяется только величина тока, проходящего по одному из сопротивлений набора. Чтобы использовать микроамперметр для всех классов поверяемых приборов, его цепь шунтируется соответствующими сопротивлениями. Шкала микроамперметра проградуирована в поправках к поверяемым приборам.

Питается мостиковый источник от параметрического стабилизатора напряжения.

Схема регулирующего элемента приведена на рис. 4. Поверяемый амперметр включают последовательно с образцовым сопротивлением и шестью регулирующими триодами П210А, включенными параллельно. Регулирующие триоды совместно с двумя триодами П4Д и триодом П201А образуют составной триод, включенный по схеме с общим эмиттером. Для равномерного распределения общей мощности рассеивания между параллельно включенными регулирующими триодами в цепь эмиттера каждого триода включено сопротивление по 0,1 ом. Из двух возможных способов включения поверяемого амперметра в цепь коллектора или в цепь эмиттера применен последний, так как в этом случае ток, протекающий через прибор, охвачен обратной

связью и можно получить лучший коэффициент стабилизации. Эта же схема обеспечивает минимальное изменение тока при изменении сопротивления нагрузки, что особенно существенно при поверках амперметров.

Специальные меры для защиты регулирующих триодов от пробоя при возрастании сопротивления нагрузки не предусмотрены, поскольку выходное напряжение многофазного выпрямителя не превышает 8,5 в. Выделяющаяся мощность в каждом триоде при наибольшем токе, равном 30 а, не превышает 20 вт. На случай аварийного режима, когда суммарный ток регулирующих триодов превосходит 30 а, имеется токовая защита установки (на рис. 4 не показана).

Сопротивления, включенные между эмиттером триодов П201А и П4Д и общей шиной, предназначены для стабилизации рабочих точек триодов. Дрейф параметров регулирующих триодов значительно ослабляется цепью обратной связи и им можно пренебречь.

Образцовое сопротивление представляет собой набор из шести образцовых катушек сопротивления (0,001—1 ом; 0,15 ом и 0,015 ом), помещенных в масляную ванну, погрешность каждой катушки не превосходит 0,005%. Катушки сопротивления для поверок амперметров и ваттметров выбирают в соответствии с ценой деления как каждого подразделения измерительного сопротивления, так и поверяемого прибора и допустимой мощностью, выделяющейся на катушке.

Для усиления постоянного тока в цепи обратной связи стабилизатора тока использованы фотоусилитель типа Ф117/8 и блок питания фотокомпенсационного усилителя Ф115/А-1. Для поддержания аperiodического режима гальванометра усилителя вход усилителя шунтируют регулируемым сопротивлением 200—3900 ом. Выходной сигнал фотоэлектрического усилителя подается на базу составного триода через однокаскадный усилитель постоянного тока на триоде П14. Начальный ток проходных триодов, а, следовательно, и начальный ток в поверяемом приборе зависят от величины напряжения смещения, приложенного ко входу составного триода. Оно равно разности напряжения между коллектором триода П14 и общей шиной и напряжением снимаемым с части сопротивления, равного 800 ом. В случае нестабильности этой разности напряжений начальный ток может стать недопустимо большим. Поэтому делитель и триод П14 получают питание от отдельных параметрических стабилизаторов напряжения.

ГОСТ 1845—59 допускает, чтобы значение переменной составляющей напряжения или тока, питающего рабочие цепи поверяемых приборов, не превышало 1%. Обычные однофазные выпрямители не удовлетворяют этому требованию, так как у них пульсации могут быть уменьшены до 1% только путем применения технически сложных фильтров, рассчитанных на большие токи. Следует отметить, что пульсация может быть резко снижена даже без применения фильтров, если увеличить число фаз выпрямителя.

Характер нагрузки многофазного выпрямителя следует считать близким к активному, так как индуктивность приборов ничтожна. В этом случае коэффициент пульсации может быть представлен выражением

$$K_n = \frac{\frac{m}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{m} - U_m \cos \frac{\pi}{m}}{\frac{m}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{m}} = 1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m}, \quad (16)$$

где $\frac{m}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{m}$ — постоянная составляющая выпрямленного напряжения;

$U_m \cos \frac{\pi}{m}$ — минимальное значение выпрямленного напряжения.

Многофазный выпрямитель, у которого число фаз превышает 18, имеет коэффициент пульсации меньше 1% и, следовательно, может быть применен в качестве источника питания стабилизатора тока, предназначенного для поверки приборов без последующей фильтрации напряжения. На рис. 5 изображена схема специально разработанного для этой цели выпрямителя.

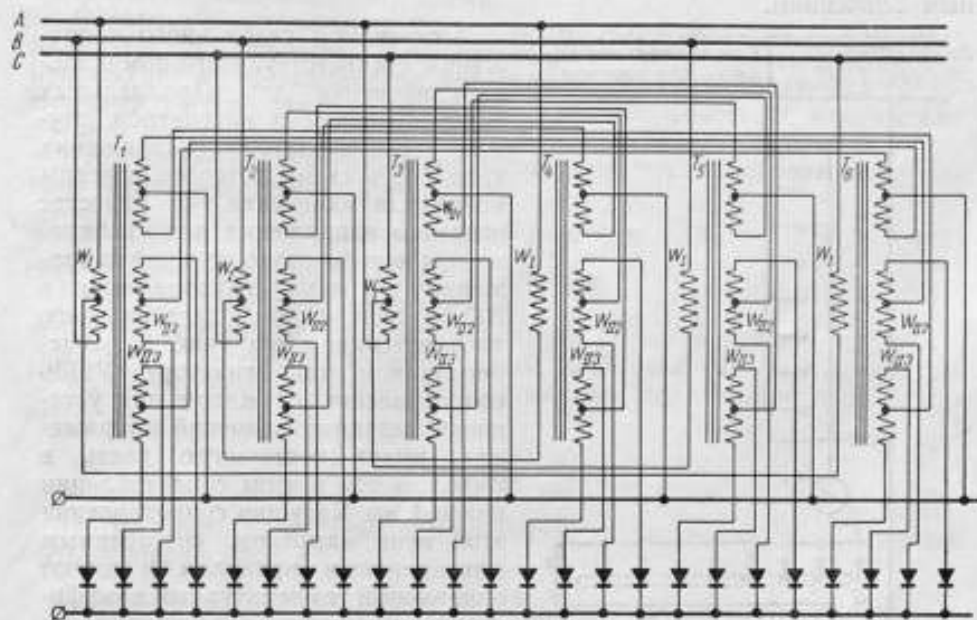


Рис. 5. Схема выпрямителя.

Выпрямитель состоит из шести трансформаторов и выпрямительных элементов. Первичные обмотки трансформаторов T_1 , T_2 и T_3 включены на линейные напряжения трехфазной системы. Начала трех первичных обмоток трансформаторов T_4 , T_5 и T_6 присоединены к фазным проводам, а их концы — к средним выводам первичных обмоток трансформаторов T_1 , T_2 и T_3 . На каждом из шести трансформаторов имеется по три вторичные обмотки с выводами от середины. Средние выводы вторичных обмоток W_{II} всех трансформаторов соединены между собой и образуют нулевую точку 12-фазной звезды, лучами которой являются напряжения всех половин вторичных обмоток. Соотношения между витками обмоток W_I и W_{II} выбраны из расчета, чтобы напряжения во всех 12 фазах были одинаковыми. К концам каждой из 12 фаз средними выводами присоединены вторичные обмотки W_{II} и W_{II} , таким образом, что каждое из этих напряжений находится в квадратуре с одним из напряжений луча звезды, и оно должно быть таким, чтобы геометрическая сумма этих двух векторов образовала один из лучей 24-фазной звезды со сдвигом лучей друг относительно друга на угол 15° .

Концы вторичных обмоток W_{II} и W_{II} через выпрямительный элемент присоединяются к общей шине, являющейся одним выводом выпрямителя; второй вывод берется от нулевой точки.

Выпрямительными элементами являются селеновые шайбы размером 100×100 мм, которые хорошо выдерживают пики тока свыше 30 а.

Выпрямитель питается от сети трехфазного тока с линейным напряжением 220 в и позволяет снимать с выходных зажимов ток до 30 а. Коэффициент пульсации вследствие наличия переменной составляющей 50 гц несколько больше расчетного и достигает 0,9%.

При поверке ваттметров (рис. 6) в их параллельных цепях устанавливаются строго стабильные напряжения, соответствующие номинальным значениям.

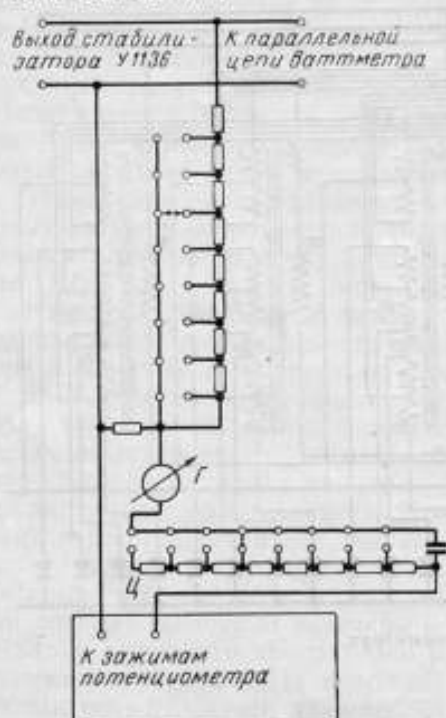


Рис. 6. Схема создания фиксированных напряжений для поверки ваттметров с применением стабилизатора У1136.

Г — гальванометр усилителя Ф117/13, входящий в стабилизатор; Ц — цепочки для исключения автоколебаний.

цепей ваттметров. Последовательно с сопротивлением 500 ом, температурный коэффициент которого меньше, чем у цепочки изменяющегося сопротивления, включено медное сопротивление (на рис. 2 не показано). Наличие такого сопротивления позволяет получать на выходе стабилизатора напряжения, не зависящие от изменения окружающей температуры. Общая погрешность установки напряжения на выходе стабилизатора не превышает $\pm 0,015\%$.

Поверяют ваттметры обычным методом. Параллельную цепь ваттметров подключают к выходным зажимам стабилизатора напряжения, а последовательную — к тем зажимам, к которым подключали при поверке амперметр. Затем при помощи переключательной цепи поверяемого ваттметра. В остальном методика поверки ваттметров совпадает с описанной выше методикой поверки амперметров.

Таким образом, благодаря совмещению операции автоматической установки рабочего тока потенциометра с операцией поддержания

Источником стабильного напряжения, соответствующего номинальным значениям для параллельных цепей поверяемых ваттметров, служит стабилизатор напряжения (рис. 6), в схему которого внесены некоторые изменения. В качестве опорного напряжения для стабилизатора использовано падение напряжения в 1 в на сопротивлении в 500 ом, включенном в цепь рабочего тока потенциометра (рис. 2). В переделанном стабилизаторе У1136 сопротивление, служащее для установки заданных значений напряжения, имеет постоянную часть в 250 ом, а ток в этом сопротивлении равен 4 ма. Катушки сопротивления этой цепи намотаны состаренным марганциновым проводом и имеют одинаковый температурный коэффициент; мощность рассеивания на каждой катушке менее 0,1 вт. Следовательно, нагрев катушек практически не вносит дополнительных погрешностей. Номинальные значения сопротивлений цепочки выбраны таким образом, чтобы на выходе стабилизатора получались строго изменяющиеся ступенями напряжения, соответствующие ряду номинальных значений напряжений параллельных

номинального напряжения в параллельной цепи поверяемого ваттметра отпадает необходимость в контроле и регулировании напряжения ваттметра, а вместе с этим в наличии высокочувствительного гальванометра и отдельного стабильного опорного напряжения стабилизатора; кроме того, упрощается сама поверка ваттметров и в 2—3 раза сокращается затрачиваемое на нее время.

Основными источниками погрешности установки рабочего тока I являются: погрешность недокомпенсации, погрешность установки напряжения на потенциометре, погрешность образцової катушки сопротивления, погрешность, вызванная нестабильностью напряжения питания.

Приближенное значение установившегося тока в поверяемом приборе можно представить в виде

$$I = I_0 + kS(U_x - IR_{06}), \quad (17)$$

где I_0 — начальный ток проходных триодов;

S — крутизна проходных триодов;

k — коэффициент усиления усилителя по напряжению;

U_x — напряжение на измерительном сопротивлении потенциометра.

Из выражения (17), пренебрегая малыми величинами определяем ток I .

$$I \approx \frac{U_x k S}{1 + k S R_{06}}$$

Погрешность вследствие недокомпенсации установки тока I может быть записана так:

$$\Delta I = I - I_x = \frac{U_x k S}{1 + k S R_{06}} - \frac{U_n}{R_n},$$

где $I_x = \frac{U_n}{R_n}$ — действительное значение тока, выраженное через номинальные значения образцового сопротивления и падения напряжения на нем.

Относительная погрешность недокомпенсации будет

$$\frac{\Delta I}{I_x} = \frac{U_x k S}{U_n \frac{1 + k S R_{06}}{R_n}} - 1 = \frac{k S R_{06}}{1 + k S R_{06}} - 1,$$

поскольку $U_x \approx U_n$ и $R_n \approx R_{06}$.

Окончательно

$$\frac{\Delta I}{I_x} = -\frac{1}{R_{06} k S}. \quad (18)$$

Из выражения (18) видно, что наибольшая относительная погрешность недокомпенсации будет в случае применения образцової катушки из набора сопротивлений с номинальным значением 0,001 ом.

Подставляя числовые значения $R = 0,001$ ом, $k = 1 \cdot 10^6$, $S' = 10$ а/в в выражение (18), получим $\frac{\Delta I}{I_x} = -0,005\%$. Экспериментально установлено, что числовое значение погрешности недокомпенсации несколько меньше расчетного.

Остальные погрешности (погрешность образцової катушки сопротивления, установки напряжения на потенциометре, которая в свою очередь состоит из погрешности потенциометра и нормального элемента, а также погрешность, вызванная нестабильностью напряжения)

носят случайный характер. Их результирующая предельная погрешность определится выражением

$$\xi_T = \sqrt{\xi_R^2 + \xi_{E_N}^2 + \xi_a^2 + \xi_c^2}. \quad (19)$$

В выражение (19) входят относительные погрешности:

- ξ_R — образцовой катушки сопротивления, равная 0,01% для катушек класса 0,01;
- ξ_{E_N} — э. д. с. нормального элемента, равная 0,005% для нормального элемента 2-го класса;
- ξ_a — потенциометра, равная 0,01%;
- ξ_c — нестабильности напряжения сети.

Опытным путем установлено, что при изменении номинального напряжения сети от +5% до -15% погрешность установки тока на оцифрованных отметках амперметра с верхним пределом измерения 30 а при $R_{00} = 0,001$ ом, т. е. когда разность $(U_x - IR_{00})$ приобретает наименьшее значение, не превышает $\pm 0,005\%$.

После подстановки в выражение (19) соответствующих числовых значений получим

$$\xi_T = \pm 0,016\%.$$

Следовательно, предельная погрешность установки тока в цепи поверяемого амперметра не превысит 0,02%.

Поступила в редакцию
12/XII 1964 г.

РАСЧЕТ НАПРЯЖЕННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ
КВАДРАТНЫХ КАТУШЕК

В статье даются простые и удобные формулы для расчета напряженности магнитного поля квадратной катушки. Показывается, что однородность магнитного поля квадратной катушки выше однородности магнитного поля катушки Гельмгольца, вписанной в квадратную катушку. Рекомендуется система из двух пар квадратных катушек со встречным направлением напряженности магнитного поля для получения высокооднородного магнитного поля.

В практике магнитных измерений и физического эксперимента наряду с катушками Гельмгольца применяются квадратные катушки, состоящие, как и катушки Гельмгольца, из двух секций, расстояние между которыми выбирается таким образом, чтобы однородность магнитного поля была наилучшей. Такие катушки обладают более высокой однородностью магнитного поля (по сравнению с вписанными в них катушками Гельмгольца), имеется свободный доступ во внутреннее пространство и, если размеры катушки велики, проще в изготовлении. Вследствие этого в ряде случаев квадратные катушки могут с успехом конкурировать с катушками Гельмгольца.

Распределение напряженности магнитного поля квадратной катушки в зависимости от расстояния между секциями впервые было дано в виде графиков Геллером [1]. Затем в работах Фанзелау [2] было получено аналитическое выражение для магнитного потенциала в форме степенного ряда координат, отсчитываемых от центра катушки, т. е. задача, по существу, была решена полностью. Однако, несмотря на это, до сих пор отсутствуют простые и удобные для расчетов формулы, выводу которых и посвящена настоящая статья.

Выражение для магнитного потенциала [3], создаваемого двумя плоскопараллельными соосными квадратными контурами с током можно привести к виду (система единиц СИ)

$$V = -\frac{IA_0}{2\pi} \left\{ z + \frac{1}{3} \frac{B_2}{a^2} (3z\rho^2 - 2z^3) + \frac{1}{a^4} \left[(N + M \sin^2 2\theta) z\rho^4 + \right. \right. \\ \left. \left. + B_4 z^2 \rho^2 - \frac{1}{5} B_4 z^5 \right] + \dots \right\}, \quad (1)$$

где I — сила тока в контурах,

z , ρ и θ — цилиндрические координаты точки, в которой вычисляется магнитный потенциал (полярный угол θ отсчитывается от любого ребра квадрата; ось z проходит центры обоих контуров),

$2a$ — сторона квадрата контура,

$$A_0 = \frac{8}{a(1+x^2)(2+x^2)^{3/2}}, \quad (2)$$

$$B_2 = -\frac{1}{2} \frac{(12x^6 + 36x^4 + 22x^2 - 10)}{(1+x^2)^2(2+x^2)^2}, \quad (3)$$

$$B_4 = -\frac{1}{8} \frac{(172 - 1408x^2 - 2712x^4 - 1120x^6 + 580x^8 + 560x^{10} + 120x^{12})}{(1+x^2)^4(2+x^2)^4}. \quad (4)$$

Здесь $x = d/a$, причем $2d$ — расстояние между контурами.

$$N = -\left(\frac{1}{2}B_4 + \frac{1}{6}C_4\right), \quad (5)$$

$$M = \left(\frac{1}{4}B_4 + \frac{1}{3}C_4\right). \quad (6)$$

В выражениях (5) и (6) принято

$$C_4 = -\frac{15}{4} \frac{(1-3x^2)(1+x^2)}{(2+x^2)^4}. \quad (7)$$

Составляющие напряженности магнитного поля по направлению z , т. е. вдоль оси катушки, и по направлению ρ , т. е. поперек нее, будут

$$H_z = -\frac{\partial V}{\partial z} = \frac{I\omega A_0}{2\pi} \left\{ 1 - \frac{B_2}{a^2}(2z^2 - \rho^2) + \frac{1}{a^4}[(N + M \sin^2 2\theta)\rho^4 + 3B_4\rho^2z^2 - B_4z^4] + \dots \right\}, \quad (8)$$

$$H_\rho = -\frac{\partial V}{\partial \rho} = \frac{I\omega A_0}{2\pi a^2} \rho z \left\{ 2B_2 + \frac{1}{a^4}[4(N + M \sin^2 2\theta)\rho^2 + 2B_4z^2] + \dots \right\}, \quad (9)$$

где ω — число витков в одной секции катушки.

Наилучшая однородность магнитного поля катушки получится при условии $B_2 = 0$, или

$$12x^6 + 36x^4 + 22x^2 - 10 = 0. \quad (10)$$

Решение уравнения (10) дает значение $x = x_0 = 0.5445056$, или $d = d_0 = 0.5445056 a$ (такое же значение дает решение уравнения $\frac{\partial^2 A_0}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 A_0}{\partial x^2} = 0$). Однако при изготовлении катушек условие однородности (10) может быть выполнено не точно. Вследствие этого коэффициент B_2 будет некоторой малой величиной, которую можно вычислять просто, если его представить в виде приращения значения d_0 на малую величину $\Delta/2$ (или x_0 на $\Delta/2a$).

Аналогичным образом можно поступить и с коэффициентом A_0 , подставив его в форме ряда Тейлора

$$A_0 = A_0(d_0) + \frac{\partial A_0}{\partial d} \cdot \frac{\Delta}{2} + \frac{1}{2!} \cdot \frac{\partial^2 A_0}{\partial d^2} \cdot \frac{\Delta^2}{4} + \dots \quad (11)$$

Поскольку $\frac{\partial^2 A_0}{\partial d^2} = 0$, а значение Δ мало, то формулы для расчета будут достаточно точны, если при разложении коэффициентов A_0 и B_2 ограничиться только линейными членами разложения. Незначительным же изменением коэффициентов B_4 и C_4 ввиду малости величин z^4/a^4 , ρ^4/a^4 и ρ^2z^2/a^4 можно пренебречь.

Подставив значение $z = 0,5445056 + \frac{\Delta}{2a}$ в коэффициенты A_0, B_2, B_4 и C_4 , получим

$$\frac{A_0}{2\pi} = \frac{0,64806}{a} \left(1 - 0,5388 \frac{\Delta}{a} + 0,95 \frac{\Delta^2}{a^2} + \dots \right). \quad (12)$$

Здесь

$$B_2 = -1,43 \frac{\Delta}{a}; \quad B_4 = 0,80678; \quad C_4 = -0,19328;$$

$$N = -0,40017; \quad M = 0,19525.$$

После подстановки полученных значений коэффициентов в формулы (8) и (9) последние примут вид

$$H_z = \frac{0,64806 \omega I}{a} \left\{ 1 - 0,5388 \frac{\Delta}{a} + 0,95 \frac{\Delta^2}{a^2} + 1,43 \frac{\Delta}{a^2} (2z^2 - \rho^2) - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{a^4} [0,81z^4 - 2,42z^2\rho^2 + (0,40 - 0,2 \sin^2 2\theta)\rho^4] + \dots \right\}. \quad (13)$$

$$H_\rho = \frac{1,2961 \omega I}{a^2} z \rho \left\{ -1,43 \frac{\Delta}{a} + \frac{2}{a^2} [0,40z^2 - (0,40 - 0,20 \sin^2 2\theta)\rho^2] + \dots \right\}. \quad (14)$$

Напряженность магнитного поля в центре катушки рассчитывается по формуле

$$H_{z0} = \frac{0,64806 \omega I}{a} \left(1 - 0,5388 \frac{\Delta}{a} + 0,95 \frac{\Delta^2}{a^2} \right).$$

Значение Δ определяется по измеренным геометрическим размерам катушки из равенства

$$\Delta = D - 0,5445A,$$

где $D = 2d$ — расстояние между серединами секций катушки,

$A = 2a$ — сторона квадрата катушки, измеренная по центру обмотки.

Как отмечено выше, для расчета значения H_z практически достаточно ограничиться лишь линейным членом разложения. Действительно, при точности изготовления параметров катушки в 1% поправочный член $0,95 \frac{\Delta^2}{a^2}$ составит менее 0,0001%. Практически же точность изготовления всегда выше.

Погрешность определения напряженности магнитного поля в центре катушки вычисляется из формулы

$$\frac{\delta H_{z0}}{H_{z0}} = \sqrt{\left| 0,45 \frac{\delta A}{A} \right|^2 + \left| 0,54 \frac{\delta D}{A} \right|^2 + \left| \frac{\delta I}{I} \right|^2}.$$

где δA , δD и δI — погрешности измерения стороны квадрата, расстояния между секциями и силы тока в обмотке катушки соответственно.

Чтобы иметь представление, насколько однородность магнитного поля квадратной катушки выше однородности вписанной в нее катушки Гельмгольца, необходимо сопоставить коэффициенты при четвертой степени одноименных координат ρ , z любой из составляющих напряженности магнитного поля. Рассмотрим это на примере осевой составляющей.

Как известно [4], осевая составляющая напряженности магнитного поля катушки Гельмгольца выражается соотношением

$$H_{zr} = A_{\text{от}} \omega I \left[1 - \frac{1}{a^4} (1,15z^4 - 3,46z^2\rho^2 + 4,32\rho^4) + \dots \right], \quad (15)$$

а для квадратной катушки при $\Delta = 0$

$$H_{zк} = A_{\text{ок}} \omega I \left\{ 1 - \frac{1}{a^4} [0,81z^4 - 2,42z^2\rho^2 + (0,4 - 0,2 \sin^2 2\theta) \rho^4] + \dots \right\}. \quad (16)$$

Из выражений (15) и (16) видно, что все коэффициенты квадратной катушки при членах z^4 и $z^2\rho^2$ в 1,4 раза меньше, чем катушки Гельмгольца, а при ρ^4 они меньше более чем в 2 раза, когда $\theta = 45^\circ$, и в 1,1 раза, когда $\theta = 0$. Следовательно, при равных объемах пространства, окружающего начало координат, однородность магнитного поля квадратной катушки выше, примерно в 1,4 раза.

В заключение отметим, что в случаях, когда требуется высокая однородность магнитного поля, целесообразнее всего применять квадратные катушки с коррекцией неоднородности магнитного поля с помощью такой же катушки, но меньшего размера и со встречным направлением напряженности магнитного поля.* Если эти катушки соединены последовательно и соотношение витков удовлетворяет равенству $\omega_1/\omega_2 = (a_1/a_2)^5$, то компенсируются члены четвертого порядка. Такое устройство создает более однородное магнитное поле, чем известная катушка Максвелла и другие аналогичные устройства из нескольких катушек с согласным направлением напряженности магнитного поля, поскольку при встречном направлении полей катушек меньше сказывается неточность изготовления устройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Heller C., Deut. Hydrograph. Zeitschr., В 8, 1955, S. 157.
2. Fanselau G., Abh. Geomagn. Institut u. Observ. Potsdam—Niemegk, Nr. 19, 1956, S. 5.
3. Fanselau G., Kautzleben H., Abh. Geomagn. Inst. u. Observ. Potsdam—Niemegk, Nr. 21, 1958, S. 45.
4. Явовский Б. М. Земной магнетизм, Гостехиздат, 1953.

Поступила в редакцию
23/IV 1965 г.

* Авторское свидетельство, класс 21, 12, 1962 г.

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
П. Н. Горюнов. Измерение выходного напряжения полупроводниковых стабилизаторов с погрешностью $\leq 0,001\%$	5
П. Н. Горюнов. Анализ погрешностей схем для точного измерения стабильности выходного напряжения у полупроводниковых стабилизаторов	8
П. Н. Горюнов. Образцовые стабилизаторы напряжения на диодах Д-818	15
С. В. Горбачевич, А. И. Петунова. Применение нулевого метода при точных измерениях катушек сопротивления на компенсационной установке	20
А. И. Петунова. Магазины сопротивления для плавной регулировки постоянного тока	28
В. П. Шигорин. Мостовая установка для точных измерений сопротивлений типа УМИС-1	32
О. П. Галахова, Т. Б. Рождественская. Прямоугольно-координатный компенсатор переменного тока для расширенного диапазона частот	41
Е. А. Чалова. Состояние образцовых нормальных элементов 1-го разряда институтов Госкомитета	49
О. П. Галахова, Е. Д. Коатик. Метод и аппаратура для градуировки фазовращателей звукового диапазона частот	61
Е. Д. Коатик, С. А. Кравченко. Точные фазосдвигающие устройства для диапазона инфранизких частот $0,001 \div 100$ гц	67
И. В. Хахамов. Исследование возможности применения разгрузочной схемы для проверки лабораторных трансформаторов тока повышенной частоты	83
И. В. Хахамов. Погрешности автотрансформаторного магнитного компаратора	91
А. С. Румянцев, И. В. Хахамов. Схема для сличения образцовых измерительных трансформаторов тока высокого класса точности на частоте 50 гц	98
Т. Б. Рождественская, И. В. Хахамов. Особенности дифференциально-нулевого метода проверки трансформаторов напряжения в звуковом диапазоне частот	105
А. Я. Безикович, О. Н. Гравин. Исследование воздушных многоэлементных термопреобразователей	112
С. Г. Рабинович. Длиннопериодные фотогальванометрические автокомпенсационные приборы	117
С. Г. Рабинович. Влияние сопротивления цепи измерения на динамику гальванометрических автокомпенсационных приборов	124
А. Ф. Бордиловский, И. В. Хахамов. Электронно-лучевой указатель равновесия типа ЭЛУР-9	132
Е. Г. Вербенко. Производительный метод проверки образцовых амперметров и ваттметров повышенной точности	135
Н. В. Студенцов. Расчет напряженности магнитного поля квадратных катушек	147

Редактор издательства *Н. Н. Александрова*

Техн. редактор *К. М. Волчок*

Корректор *Э. Г. Вагер*

М-80176.

Подписано к печати 3/ХII-1965 г.

Уч.-изд. 13,02 л.

Формат бумаги 70×108^{1/16}.

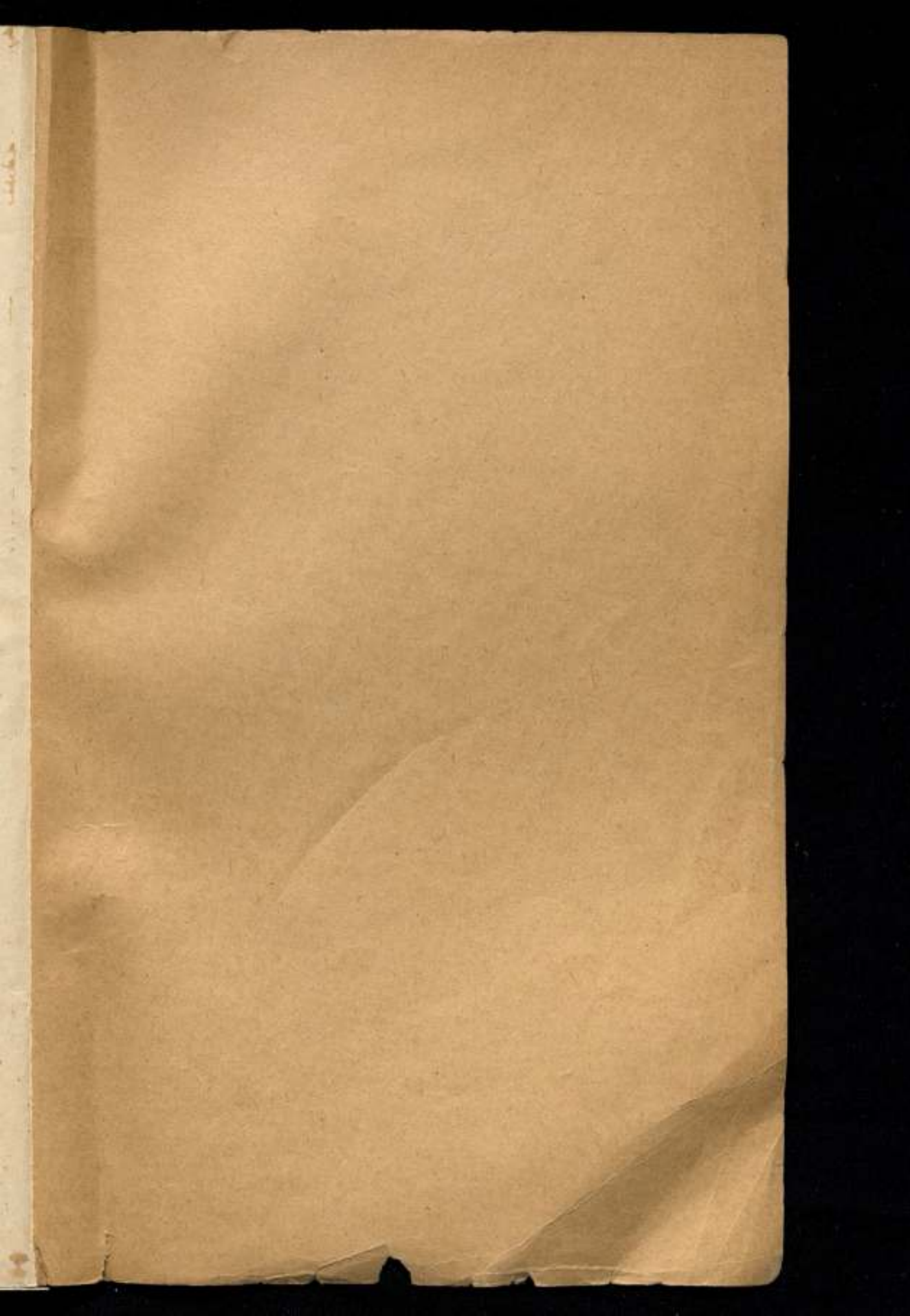
Печ. л. 9,3.

Тираж 2000 экз.

Цена 91 коп.

Заказ 1149.

Картфабрика ВМФ



Цена 91 коп.