

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

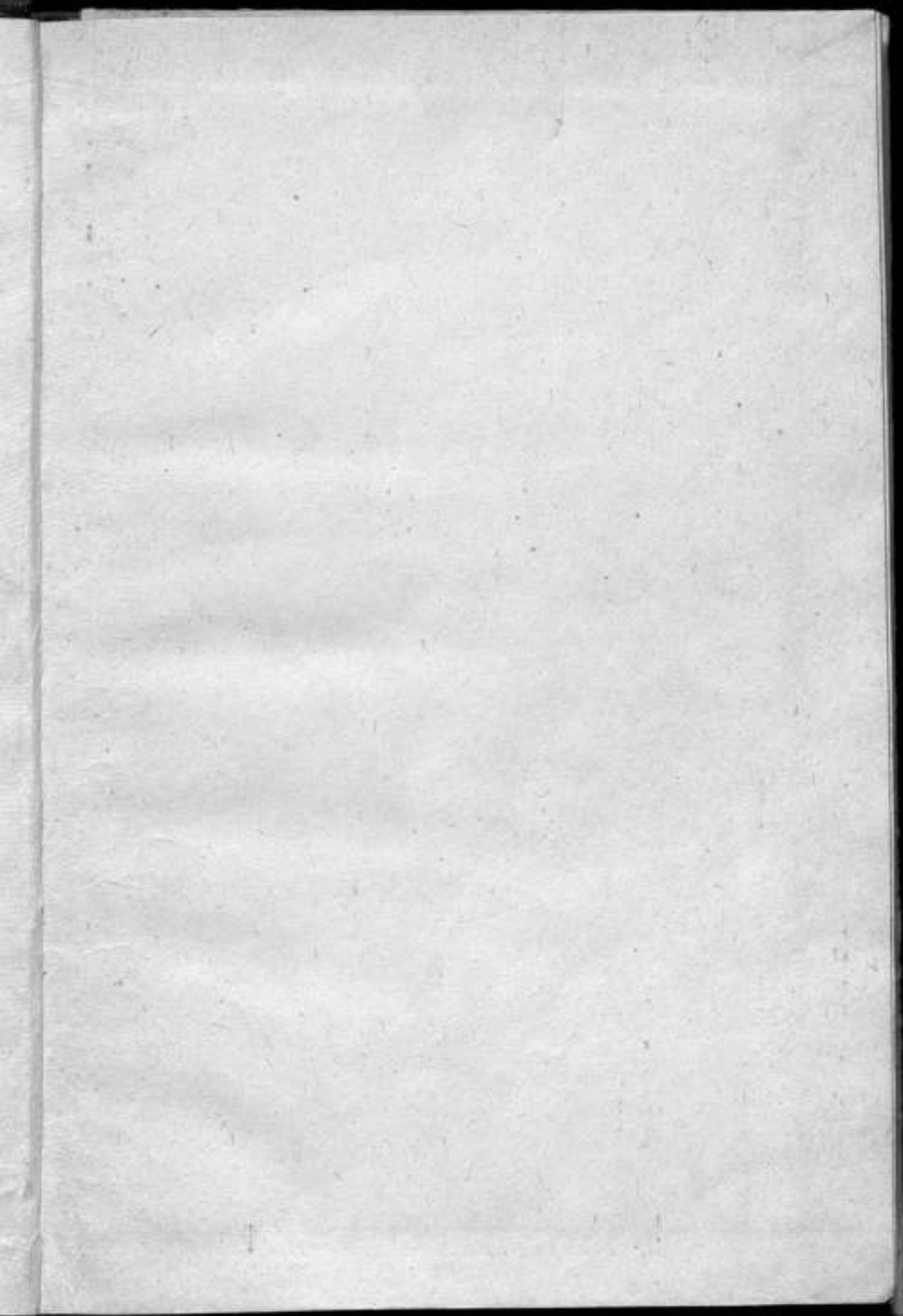
**ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ**

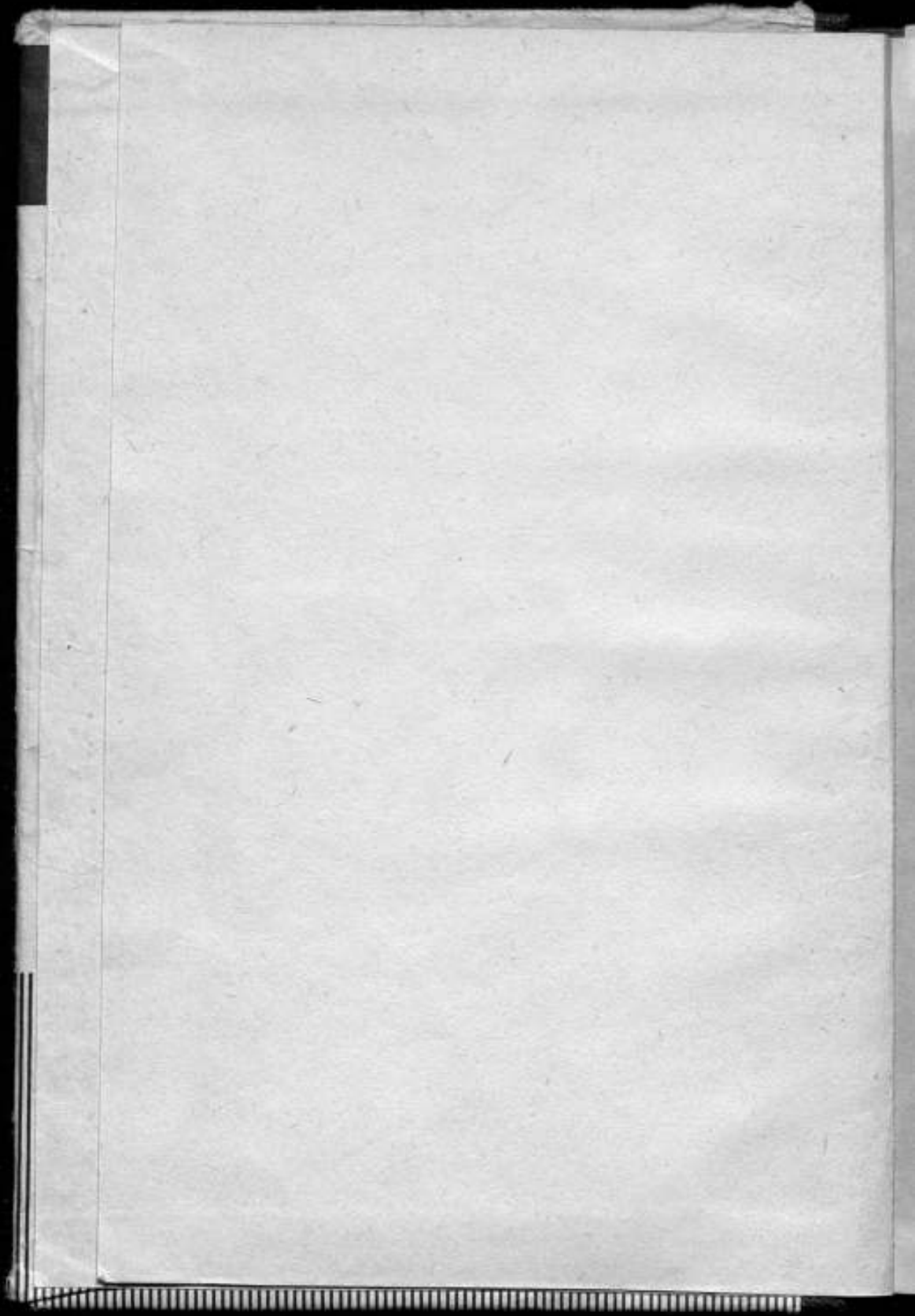
ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 115 (175)









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

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 115 (175)

Под редакцией
д. т. н. Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКОЙ



«ЭНЕРГИЯ»
Ленинградское отделение
1971

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

В. О. Арутюнов (председатель), Н. Н. Александрова (секретарь),
С. В. Горбачевич, А. Н. Гордов, П. Н. Горюнов, Е. Ф. Долинский,
А. И. Карташев, Л. К. Каляк, Н. И. Киренков, Д. К. Коллеров,
П. П. Кремлевский, И. Н. Кротков, В. Л. Лассан, Б. Н. Олейник
(зам. председателя), Л. К. Пеккер, Т. Б. Рождественская,
А. М. Федоров, Е. Н. Чечурина, К. П. Широков, М. Ф. Юдин

Ответственный редактор
доктор технических наук профессор
В. О. АРУТЮНОВ

2022/1

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящем сборнике рассматриваются работы в области электрических измерений, выполненные метрологическими институтами СССР. В нескольких статьях сборника приведены результаты работ, доложенные на конференции молодых специалистов ВНИИМ им. Д. И. Менделеева в 1968 г.

Значительная часть статей посвящена вопросам создания и исследования мер электрических величин (сопротивления, емкости, тока и напряжения). Здесь прежде всего следует отметить исследования нового вида мер постоянного тока малых значений (10^{-10} — 10^{-14}), основанных на применении ионизационных камер, а также исследования наиболее стабильных кремниевых стабилитронов, являющиеся предпосылкой для создания новых полупроводниковых мер напряжения.

В одной из статей приводятся результаты разработки опорного источника напряжения на основе стабилитронов, являющегося по сути дела мерой напряжения переменного значения.

Представляет существенный практический интерес создание и теоретический анализ переходных мер сопротивления, обеспечивающих передачу размера единицы мерам и приборам для измерения весьма больших сопротивлений.

Качество мер и приборов электрического сопротивления в значительной мере определяется свойствами сплавов, из которых выполняются их основные элементы — резисторы. В связи с этим в сборник включена статья с анализом некоторых свойств манганина и рекомендациями режима его термической обработки, обеспечивающего получение сплава, удовлетворяющего высоким требованиям электронизмерительной техники.

В ряде статей приводятся результаты разработок и исследований новых компарирующих приборов постоянного и переменного тока для точных измерений электрических величин в расширенном диапазоне значений и частот. К ним относятся работы по созданию нового потенциометра постоянного тока с пределом 20 в, по исследованию переходных процессов в мостах для измерения больших сопротивлений, по созданию термоэлектрических компараторов малых значений переменного тока, напряжения и мощности. Представляет также интерес работа по анализу коаксиальных преобразователей, необходимых для компарирования напряжения в широком диапазоне частот.

Исследованию погрешностей аппаратуры для измерения весьма больших постоянных и переменных токов посвящены статьи сотрудников Свердловского филиала ВНИИМ.

В течение последних лет в мировой метрологической практике находит все более широкое применение трансформаторные делители напряжения, обеспечивающие существенное повышение точности измерений параметров и оценки процессов в электрических цепях переменного тока. В настоящем сборнике рассматриваются принципы построения таких делителей, методика расчета их погрешностей и методы аттестации. Наряду с трансформаторными делителями приводятся исследования специальных резисторных делителей для постоянного и переменного тока.

В целом содержание сборника может представить интерес для широкого круга специалистов электронизмерительной техники, интересующихся вопросами теории и практики точных электрических измерений.

Редактор

ОБРАЗЦОВЫЕ МЕРЫ ТОКА НА ОСНОВЕ
ИОНИЗАЦИОННОЙ КАМЕРЫ

В связи с развитием техники измерения весьма малых постоянных токов вопросы поверки приборов, выпускаемых отечественной промышленностью для этой цели, становятся особенно актуальными.

В литературе описаны поэлементные и комплексные способы поверки приборов, измеряющих малые токи [1]. В частности, было сказано о возможности создания трех видов мер малых токов для комплектной поверки. Одним из вариантов таких мер является мера малых постоянных токов на основе ионизационной камеры. Разработка и исследование образцовых мер тока подобного типа проведены во ВНИИМ в 1966—1967 гг.

Ионизационная камера, как правило, представляет собой конденсатор, в поле которого под влиянием ионизирующей радиации образуются и перемещаются положительные и отрицательные ионы. Математические уравнения процессов, происходящих в камере, имеют вид [2—4]

$$N_0 - \alpha n_+ n_- - \mu_+ \frac{d(n_+ E)}{dx} + D_+ \frac{d^2 n_+}{dx^2} = 0, \quad (1)$$

$$N_0 - \alpha n_+ n_- - \mu_- \frac{d(n_- E)}{dx} + D_- \frac{d^2 n_-}{dx^2} = 0, \quad (2)$$

где N_0 — число пар ионов, образующихся в единицу времени в единице объема; $\alpha n_+ n_-$ — число пар ионов, исчезающих в результате рекомбинации; μ_+ и μ_- — подвижность положительных и отрицательных ионов; E — напряженность электрического поля; $\mu_+ \frac{d(n_+ E)}{dx}$ и $\mu_- \frac{d(n_- E)}{dx}$ — число положительных и отрицательных ионов, уносимых полем; $D_+ \frac{d^2 n_+}{dx^2}$ и $D_- \frac{d^2 n_-}{dx^2}$ — число положительных и отрицательных ионов, исчезающих в результате диффузии.

Зависимость ионизационного тока, являющегося суммой всех перечисленных выше компонентов, от напряжения, прикладываемого к пластинам конденсатора, выражается вольт-амперной характеристикой, представленной на рис. 1. Как видно из рисунка, наиболее удобен для работы участок OA , где значительное изменение напряжения вызывает лишь незначительное изменение тока i . Эта область вольт-амперной характеристики называется участком тока насыщения, а малая зависимость тока от напряжения говорит о том, что практически все образующиеся в объеме камеры ионы попадают на электроды.

Ионизационные камеры могут быть различной конфигурации и выбор их зависит от требований, предъявляемых к камерам как к образцовым мерам тока, с учетом технических характеристик и особенностей приборов, измеряющих малые токи. Коротко эти требования можно сформулировать следующим образом:

- 1) у камеры выходной ток должен быть током насыщения; 2) выходное сопротивление — порядка 10^{13} — 10^{16} ом (в зависимости от значения выходного тока); 3) флуктуации выходного тока — не превышать $\pm 0,2\%$ от номинального значения тока; 4) нестабильность за год — не превышать $\pm 2\%$; 5) конструкция — обеспечивать быстрое достижение тока насыщения; 6) камера должна иметь электростатический экран; 7) в качестве изотопа выбрано вещество с большим периодом полураспада, малой проникающей радиацией, одинаковым энергетическим спектром частиц.

$i, \mu\text{a}$

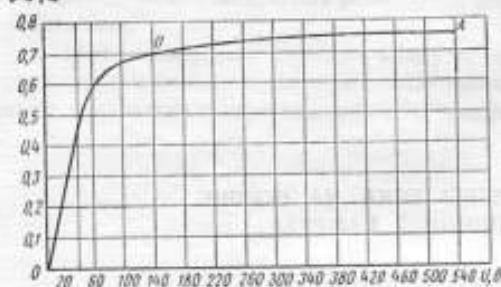


Рис. 1. Вольт-амперная характеристика ионизационной камеры.

Изоляционный материал — полированный янтарь и полиэтилен. Схематический разрез и внешний вид разработанной камеры представлены на рис. 2 и 3.

Изотоп ^{239}Pu в виде диска (см. рис. 2) с нанесенным на него радиоактивным веществом помещают в камеру на электрод 10, на него же подают постоянное напряжение 450—500 в. Электрод 1 — улавливающий, также представляет собой

иметь электростатический экран; 7) в качестве изотопа выбрано вещество с большим периодом полураспада, малой проникающей радиацией, одинаковым энергетическим спектром частиц.

С точки зрения перечисленных выше требований была разработана конструкция камеры, представляющая собой плоскопараллельный конденсатор с расстоянием между пластинами 4 см, диаметром электродов 1,8 см. В качестве изотопа использован ^{239}Pu — период полураспада его 24 400 лет, излучает α -частицы с энергетическим спектром: 5,15 Мэв — 69%; 5,137 Мэв — 20%; 5,099 Мэв — 11% [5].

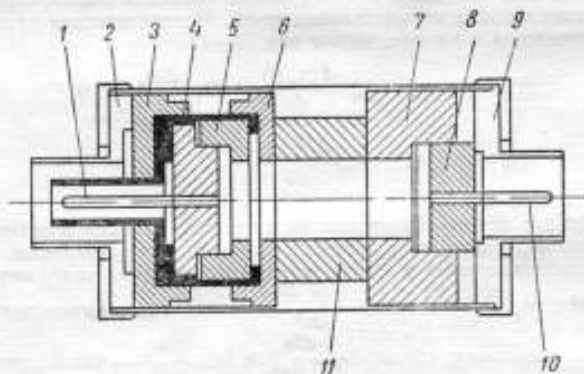


Рис. 2. Схематический разрез камеры.

1 — улавливающий электрод; 2 и 3 — корпус, 3, 5, + 8 — янтарь; 4 — охранный кольцо; 10 — высоковакуумный электрод; 11 — полиэтилен.

диск. Расстояние между электродами составляет 4 см, что соответствует полному пробегу α -частиц в воздухе (с энергией 5,15 Мэв), таким образом, улавливаются все ионы, образующиеся в результате ионизации. Камера в целом представляет собой конденсатор с янтарной изоляцией и воздушным наполнением при атмосферном давлении. Специальные меры по герметизации (в виде уплотнительных прокладок, эпоксидной смолы) для описываемого образца не применяли.

Для исследования вольт-амперной характеристики ионизационной камеры и наблюдения за стабильностью выходного тока был использован метод, основанный на измерении падения напряжения на высокоомном резисторе (рис. 4). В при-

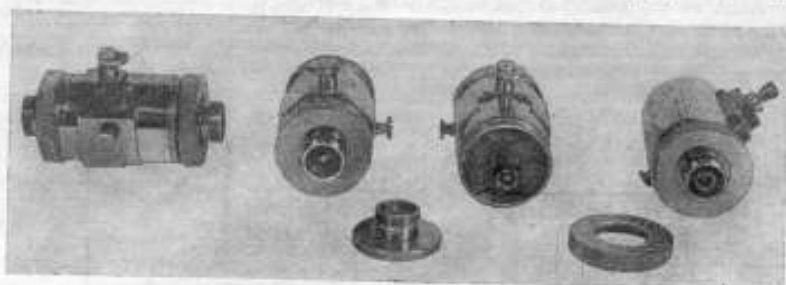


Рис. 3. Внешний вид камер: первые три — негерметизированные, четвертая — герметизированная.

веденной схеме применены: микропроволочная мера сопротивления типа МСШ-73 с номинальным значением 10^{13} ом, компаратор постоянного тока типа ПВ-8 класса 0,005 и нуль-индикатор с динамическим конденсатором на входе, с чувствительностью $2 \cdot 10^4$ дел/в при входном сопротивлении порядка $1 \cdot 10^{13}$ ом.

Эквивалентные схемы камеры, входной части нульиндикатора, меры сопротивления и конденсатора изображены на рис. 5.

Погрешность метода измерения складывается из погрешностей: 1) определения напряжения, 2) определения значения высокоомной меры, 3) из-за нечувствительности нульиндикатора, 4) из-за токов утечек по изоляции.

Кроме того, очевидно, погрешность в определении ионизационного тока будет зависеть также от значения флуктуаций последнего. Для того чтобы снизить флуктуации, выход камеры шунтируют емкостью. В данном варианте ионизационной камеры использована шунтирующая емкость $C_{ш} = 4700$ нф (конденсаторы типа ПО). Максимальное значение погрешности метода, учитывая сказанное выше, будет

$$\frac{\Delta i}{i} = \frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta k}{k} + \frac{\Delta m}{m} + \frac{\Delta e}{e}. \quad (3)$$

Здесь мы имеем относительные погрешности:

$\Delta U/U$ — измерения напряжения,

$\Delta R/R$ — измерения сопротивления,

$\Delta k/k$ — за счет нечувствительности нуль-индикатора,

$\Delta m/m$ — из-за токов утечки по изоляции.

Кроме того,

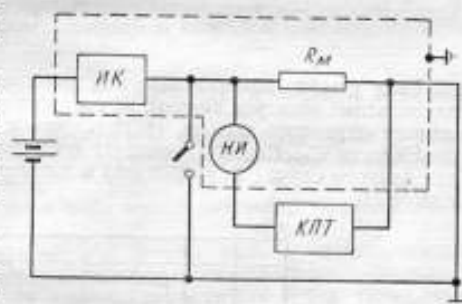


Рис. 4. Блок-схема для исследования ионизационной камеры методом «падения напряжения».

ИК — ионизационная камера; R_M — сопротивление микропроволочной меры; НИ — нуль-индикатор; КПТ — компенсатор постоянного тока.

$\Delta e/e$ — максимальное значение случайной погрешности, обусловленное статистическими флуктуациями и случайными помехами.

Для использованной аппаратуры:

$\Delta U/U = \pm 0,005\%$; $\Delta R/R = \pm 0,03\%$; $\Delta k/h < 0,001\%$; $\Delta m/m = \pm 0,01\%$, если принять, что эквивалентное сопротивление путей утечек составляет 10^{14} ом, $\Delta e/e = \pm 0,4\%$. Таким образом, суммарная погрешность измерения не превышает $\pm 0,5\%$.

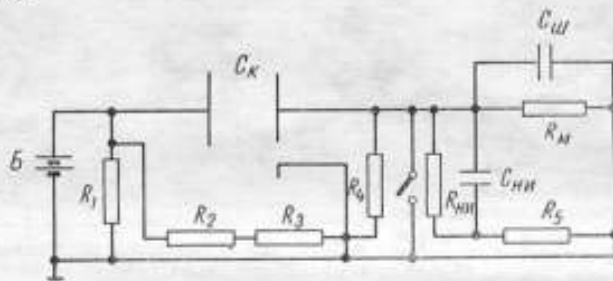


Рис. 5. Эквивалентные схемы камеры, входной части нуля-индикатора, меры сопротивления и компенсатора.

C_K — емкость ионизационной камеры; $C_{ш}$ — емкость, шунтирующая выход ионизационной камеры; B — батарея питания; R_1-R_4 — сопротивления изоляции; R_1 — высоковольтного электрода, R_2 и R_3 — между высоковольтным электродом и охранным кольцом, R_4 — улавливающего электрода; $R_{ин}$ и $C_{ин}$ — сопротивление и емкость входа нулевого индикатора; R_6 — сопротивление компенсатора постоянного тока; R_M — сопротивление микропроводной меры.

Токи утечки, возникающие под влиянием напряжения, подаваемого на высоковольтный электрод камеры, не окажут влияния на измеряемый ток вследствие наличия охранного кольца, соединенного с землей.

Емкости C_K , $C_{ш}$, $C_{ин}$ увеличат постоянную времени τ измерительной цепи (для данного случая $5\tau = 240$ сек) и на значение измеряемого тока влияния не окажут.

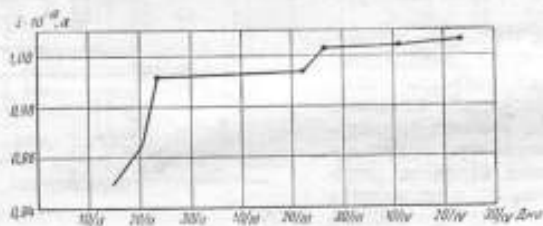


Рис. 6. График изменения выходного тока ионизационной камеры во времени.

За камерой данного варианта регулярно наблюдали, начиная с момента изготовления (февраль 1968 г.). Измерения проводили при температуре 292,5—295,5° К. Результаты сведены в график (рис. 6), из которого видно, что общее изменение значения тока в первое время после изготовления камеры составило 5%, а за последний месяц не превосходило погрешности измерения. Возможно, такое изменение значения тока вначале объясняется процессами старения и стабилизации свойств примененных диэлектриков, подвергавшихся непрерывному облучению. Надо отметить, что в данном варианте камера не была строго герметизирована, а так как длина пробега α -частиц соответствует расстоянию между электродами, выходной ток не зависит от температуры и давления окру-

жающей среды [2], поправки на изменение температуры и давления окружающей среды не вводили. Этот же вариант камеры был использован для поверки прибора типа ИМТ-66 (измеритель малых токов, диапазон измерения 10^{-14} — 10^{-7} а, погрешность $\pm 4\%$).

Принцип действия прибора ИМТ-66 основан на «методе падения напряжения», поэтому эквивалентная схема камеры при применении ее в качестве меры для поверки этого прибора с учетом входной части его аналогична изображенной на рис. 5, только вместо сопротивления R_M в ней имеется набор высокоомных резисторов и вместо компенсатора постоянного тока — вольтметр с высоким сопротивлением входа. В качестве шунтирующей емкости применены также конденсаторы типа ПО с общей емкостью 4700 пф. Прибор ИМТ-66 работал при тем-

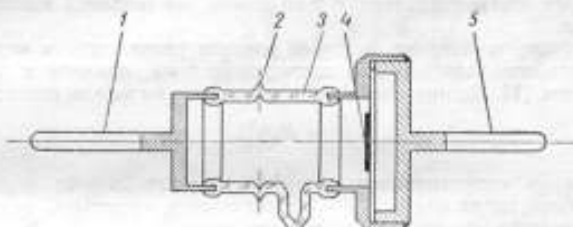


Рис. 7. Поперечный разрез внутренней части герметизированной ионизационной камеры.

1 — увлажняющий электрод; 2 — охранный кольцо; 3 — стекло; 4 — изотоп; 5 — высоковольтный электрод.

пературах 289—295° К. При этом погрешность его, определенная ранее при поверке другим методом, и погрешность, оцененная с помощью ионизационной меры, не превосходила $\pm 2,5\%$.

Из всего сказанного можно сделать следующие выводы:

- 1) камеру подобного типа можно использовать как образцовую меру тока при поверке приборов для измерения малых токов;
- 2) для понижения флуктуаций выходного тока камеру необходимо шунтировать емкостью. С этих позиций конструктивно камеру целесообразно объединить с конденсатором постоянной емкости;
- 3) лучшей стабилизации выходного тока можно добиться, применив более строгую герметизацию.

В соответствии с этим была разработана конструкция герметизированной ионизационной камеры, в основу которой заложен также принцип плоскопараллельного конденсатора, а в качестве изотопа использован ^{220}Rn . Поперечный разрез внутренней части камеры представлен на рис. 7, а ее внешний вид — на рис. 3.

Ожидаемое значение выходных токов 10^{-13} — 10^{-11} а. Камера выполнена в двух вариантах: с заполнением аргоном при атмосферном давлении и вакуумированная.

ЛИТЕРАТУРА

1. Антонова Д. И., Рождественская Т. Б. Приборы для измерения малых постоянных токов и пути создания технических средств для их поверки. «Измерительная техника», 1967, № 9.
2. Прайс В. Регистрация ядерного излучения. Изд-во иностр. лит., 1960.
3. Аглинцев К. К. Дозиметрия ионизирующих излучений. Гостехиздат, 1957.
4. Векслер В., Грошев Л., Исаев Б. Ионизационные методы исследования излучений. Гостехиздат, 1949.
5. Вейсс К. Ф. Радиоактивные стандартные препараты (свойства, изготовление и измерение активности). Физматгиз, 1958.

Поступила в редакцию
15/V 1968 г.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПЕРЕХОДНЫХ МЕР БОЛЬШОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Разработка приборов для измерения больших электрических сопротивлений и их дальнейшее совершенствование невозможно без создания высокоомных мер сопротивления.

Специфические требования, которым должны удовлетворять меры большого электрического сопротивления для постоянного тока, привели к наличию мер различных видов [1]. Из них наиболее перспективными можно считать меры вида

$$R = R_n n^k,$$

где R — значение сопротивления, воспроизводимого мерой; n — количество резисторов, образующих меру; R_n — сопротивление резистора, измеренное при аттестации меры; k — целое положительное число.

Частным случаем таких мер являются переходные меры вида $R = R_n n^2$, на анализе погрешностей которых мы и остановимся.

Известно [2], что погрешность γ мер электрического сопротивления, в том числе и мер большого сопротивления, зависит от следующих составляющих погрешностей: γ_1 — подгонки сопротивления резисторов, образующих меру; γ_2 — номинальному значению; γ_3 — вызванной нестабильностью сопротивления резисторов меры во времени; γ_4 — обусловленной влиянием токов утечки; γ_5 — вызванной изменением влажности окружающей среды; γ_6 — аттестации мер большого сопротивления; γ_7 — вызванной вариацией сопротивления резисторов при изменении приложенного к мере напряжения; γ_8 — вызванной вариацией сопротивления резисторов меры при нагреве их рабочим током; γ_9 — температурной погрешности.

С увеличением номинального значения меры большого сопротивления влияние погрешностей γ_3 и γ_4 возрастает.

В переходных мерах 10^8 — 10^{14} ом применяют микропроволочные и непроволочные резисторы. Тщательный отбор их и искусственное и естественное старение в течение нескольких лет позволяют получить комплект резисторов, максимальное отклонение которых от номинального значения не превышает $\pm 0,01\%$ для резисторов 10^8 — 10^9 ом и 5% для резисторов 10^{10} — 10^{12} ом и изменение сопротивления за 1 год не превышает $\pm 0,003\%$ для резисторов 10^8 — 10^9 ом и $\pm 0,3\%$ для резисторов 10^{10} — 10^{12} ом.

Погрешность, обусловленная влиянием токов утечки, является одной из основных составляющих погрешности мер большого электрического сопротивления. Поэтому при разработке и исследовании таких мер влиянию токов утечки должно быть уделено особое внимание.

На рис. 1 представлена эквивалентная электрическая схема переходной меры, состоящей из десяти резисторов $R_1, R_2, R_3, \dots, R_{10}$.

На схеме и в дальнейшем обозначено: $r_1, r_2, r_3, \dots, r_{11}$ — сопротивления опорных изоляторов, на которых укреплены резисторы; I, II, III — зажимы для подключения меры в измерительную цепь при аттестации и работе с ней; \mathcal{E} — электростатический экран; $R'_1, R'_2, R'_3, \dots, R'_{10}$ — вспомогательные резисторы системы эквипотенциальной защиты.

При включении меры большого электрического сопротивления в измерительную цепь одинарного моста постоянного тока возможны следующие виды соединения экрана:

1. Экран меры \mathcal{E} , на котором укреплены все изоляторы, соединен с экраном моста \mathcal{E}_0 , в свою очередь соединенным с заземленной вершиной моста и с одним из полюсов мер (рис. 2а).

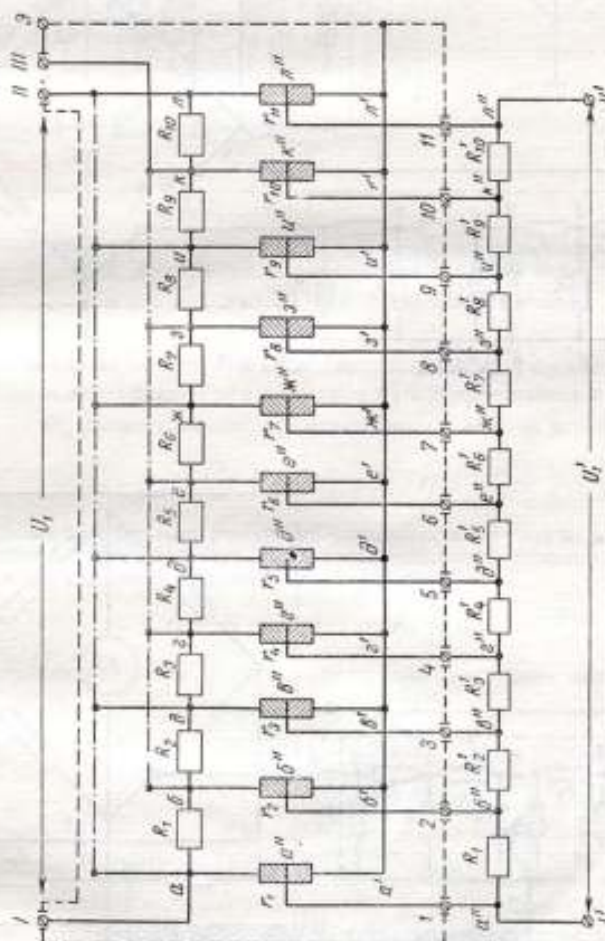


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема переходной меры электрического сопротивления. 1, 2, ... 11 — узлы для подключения системы эквивалентных элементов к мере; U_1 — напряжение цепи эквивалентной защиты, Штрихпунктиром показано соединение резисторов меры при ее аттестации (резисторы соединены параллельно).

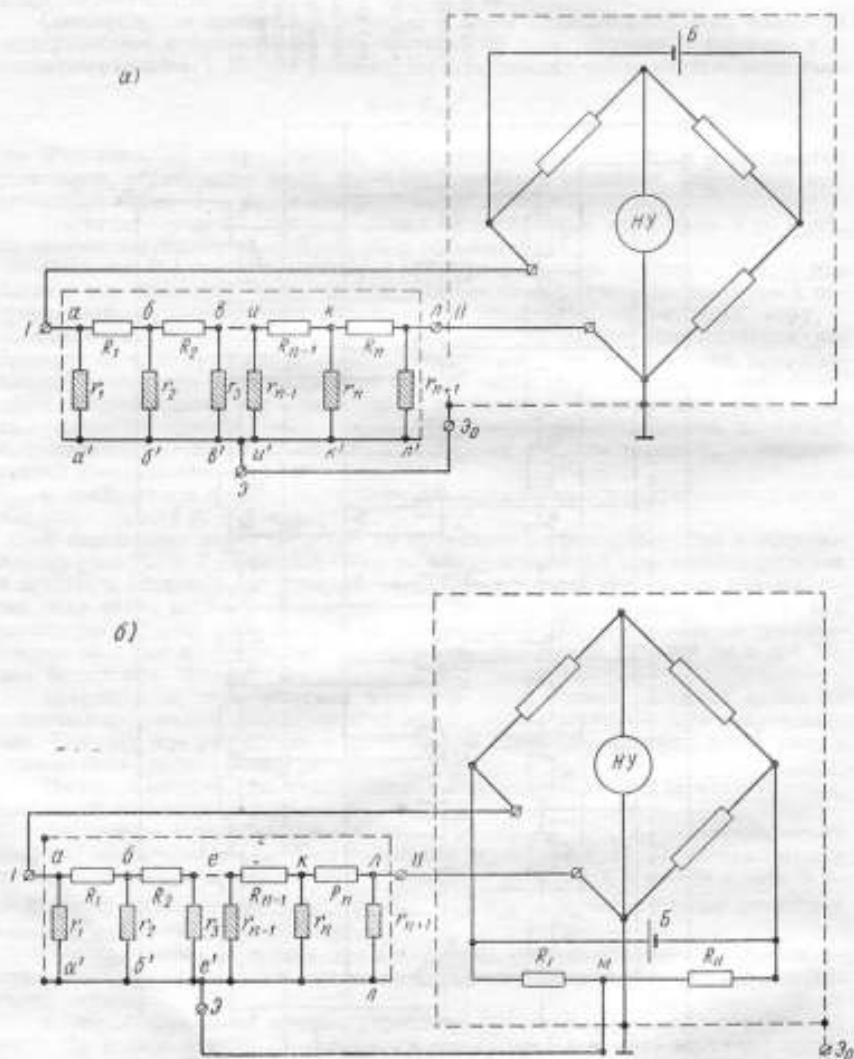
2. Экран меры \mathcal{E} соединен со средней точкой λ вспомогательного делителя напряжения R_1-R_{11} , подключенного к источнику питания моста и имеющего коэффициент деления, равный двум (рис. 2б).

3. Точки $a^*, b^*, c^*, \dots, k^*$ (рис. 2б) разделяющие опорные изоляторы, подключены к цепи последовательно соединенных вспомогательных резисторов $R'_1, R'_2, R'_3, \dots, R'_n$ [3].

В первом случае потенциал экрана равен потенциалу точки λ меры; во втором случае при равенстве сопротивлений резисторов

$$R_1 = R_2 = R_3 = \dots = R_n \quad (1)$$

и при четном числе их потенциал экрана равен потенциалу точки e меры.



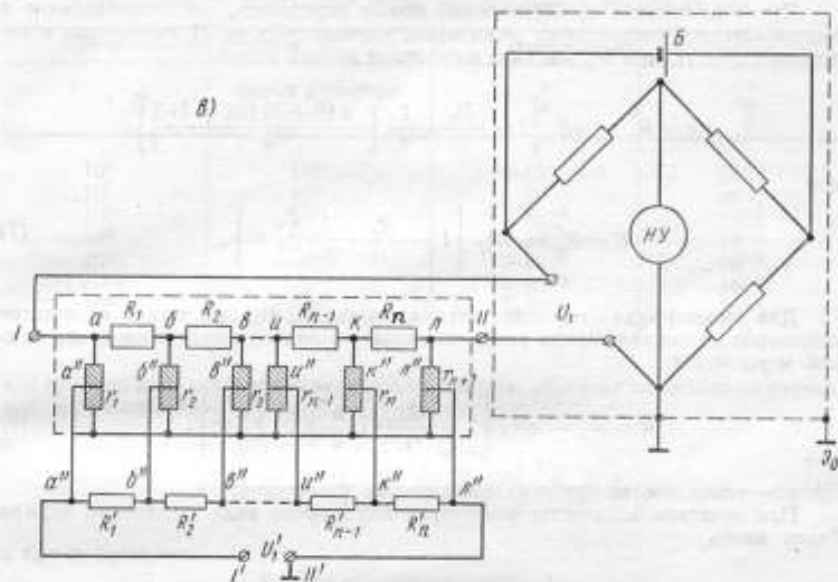


Рис. 2. Соединения экрана переходной меры с измерительным мостом постоянного тока: а — первый, б — второй, в — третий вид.
Б — источник питания, НУ — нулевой указатель.

В третьем случае зажимы I' и II' вспомогательной цепи подключены к источнику э. д. с., а напряжение этого источника U_1' и сопротивления резисторов R_1' , R_2' , R_3' , ..., R_n' имеют значения, обеспечивающие равенство потенциалов точек

$$U_a = U_a', U_b = U_b', \dots, U_\lambda = U_\lambda'. \quad (2)$$

Определим влияние тока утечки при указанных выше трех видах соединения экрана большого сопротивления, состоящей из 10 резисторов.

Принимая сопротивления изоляторов равными, т. е.

$$r_1 = r_2 = r_3 = \dots = r_{10} = r_{11}, \quad (3)$$

при выполнении равенства (1) для первого вида соединения экрана получим

$$R_{10}^* = R_{10} \left(1 - \frac{R_{10}}{r_{10}} \right); \quad (4)$$

$$R_{9-10}^* = 2R_l \left[1 - \frac{R_l}{r_l} \cdot \frac{1}{2} (1^2 + 2^2) \right], \quad (5)$$

где R_{10}^* — сопротивление укрепленного на изоляторе r_{10} резистора R_{10} , при условии, что изолятор r_{11} замкнут накоротку; R_{9-10}^* — сопротивление двух последовательно соединенных резисторов R_9 и R_{10} , укрепленных на изоляторах r_{10} и r_9 ; R_l — сопротивление одного из резисторов, образующих меру большого сопротивления; r_l — сопротивление одного из опорных изоляторов.

Путем несложных преобразований можно определить, что сопротивление n последовательно соединенных резисторов, укрепленных на n изоляторах с сопротивлением r_i , при первом виде соединения экрана равно

$$R = R_n^* = nR_i \left\{ 1 - \frac{R_i}{r_i} \cdot \frac{1}{n} \left[\frac{n(n+1)(2n+1)}{6} \right] \right\} \quad (6)$$

или

$$R = R_n^* = nR_i \left[1 - \frac{R_i}{r_i} \cdot \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n i^2 \right]. \quad (7)$$

Для второго вида соединения экрана, учитывая, что при четном количестве резисторов потенциал экрана равен потенциалу точки e , сопротивление переходной меры будет

$$R = R_n^* = nR_i \left[1 - \frac{R_i}{r_i} \cdot \left(\frac{n}{2}\right)^{-1} \sum_{i=1}^{n/2} i^2 \right], \quad (8)$$

где n — число последовательно соединенных резисторов.

При нечетном количестве резисторов для второго вида соединения экрана будем иметь

$$R = R_n^* = nR_i \left[1 - \frac{R_i}{r_i} \cdot \left(\frac{n}{2}\right)^{-1} \sum_{i=1}^{(n+1)/2} (i-0,5)^2 \right]. \quad (9)$$

Погрешность, обусловленную токами утечки переходной меры, состоящей из n последовательно соединенных резисторов, для первого вида соединения экрана определим по формуле

$$\gamma_3 = - \frac{R_i}{r_i} \cdot \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n i^2, \quad (10)$$

а для второго вида соединения экрана при четном и нечетном количестве резисторов определим соответственно по формулам

$$\gamma_3 = - \frac{R_i}{r_i} \left(\frac{n}{2}\right)^{-1} \sum_{i=1}^{n/2} i^2, \quad (11)$$

$$\gamma_3 = - \frac{R_i}{r_i} \left(\frac{n}{2}\right)^{-1} \sum_{i=1}^{(n+1)/2} (i-0,5)^2. \quad (12)$$

Обусловленные токами утечки погрешности переходной меры, состоящей из десяти резисторов, при сопротивлении изоляции каждого из опорных изоляторов 10^{14} ом и двух видах соединения экрана, вычисленные по формулам (10), (11) и (12), указаны в таблице.

Эффективным средством уменьшения токов утечки является третий вид соединения экрана. Для переходной меры большого сопротивления, удовлетворяющей формулам (1), (3) и

$$\frac{R_1}{R'_1} = \frac{R_2}{R'_2} = \frac{R_3}{R'_3} = \dots = \frac{R_n}{R'_n}, \quad (13)$$

Погрешности переходной меры, обусловленные токами утечки

Номинальное значение, ом		Относительные погрешности	
меры, R	одного резистора, R_i	γ_3^+	γ_3^-
10^6	10^6	$4 \cdot 10^{-8}$	10^{-6}
10^7	10^6	$4 \cdot 10^{-7}$	10^{-7}
10^8	10^7	$4 \cdot 10^{-6}$	10^{-6}
10^9	10^8	$4 \cdot 10^{-5}$	10^{-5}
10^{11}	10^{10}	$4 \cdot 10^{-3}$	10^{-3}
10^{12}	10^{11}	$4 \cdot 10^{-2}$	10^{-2}
10^{13}	10^{12}	$4 \cdot 10^{-1}$	10^{-1}

для третьего вида соединения экрана погрешность, обусловленная токами утечки, при n четном равна

$$\gamma_3^+ = -\frac{R_i}{r_i} \left(\frac{n}{2}\right)^{-1} \sum_{i=1}^{n/2} i^2 \left| \frac{U_1 - U'_1}{U_1} \right|, \quad (14)$$

а при n нечетном

$$\gamma_3^+ = -\frac{R_i}{r_i} \left(\frac{n}{2}\right)^{-1} \sum_{i=1}^{(n+1)/2} (i-0,5)^2 \left| \frac{U_1 - U'_1}{U_1} \right|, \quad (14')$$

где U_1 и U'_1 — напряжения, приложенные к последовательно соединенным резисторам $R_1, R_2, R_3, \dots, R_n$ и $R'_1, R'_2, R'_3, \dots, R'_n$ соответственно.

Обозначив

$$\left| \frac{U_1 - U'_1}{U_1} \right| = K, \quad (15)$$

при выполнении условий (1), (3) и (13) и n четном получим

$$\gamma_3^+ = \left[-\frac{R_i}{r_i} \left(\frac{n}{2}\right)^{-1} \sum_{i=1}^{n/2} i^2 \right] K = -\gamma_3^+ K. \quad (16)$$

При $K = 0$, что имеет место при выполнении условий (13) и

$$U_1 = U'_1, \quad (17)$$

погрешности, обусловленной токами утечки, не будет.

В реальных случаях коэффициент K может иметь порядок 10^{-8} — 10^{-3} для меры большого сопротивления, выполненной на микропроводных резисторах, и 10^{-3} — 10^{-2} — для меры, изготовленной на непроводных резисторах.

Таким образом, применение третьего вида соединения экрана для мер с номинальным значением 10^6 — 10^{13} ом и любого из трех видов соединения для мер 10^6 — 10^7 ом приводит к погрешности γ_3 от токов утечки, не превышающей 10^{-7} для мер 10^6 — 10^9 ом, 10^{-6} — для меры 10^{11} ом, 10^{-4} для меры 10^{12} ом и 10^{-2} для меры 10^{13} ом.

Экспериментальное исследование макетов переходных мер, состоящих из 10 измерительных катушек электрического сопротивления: 10^9 ом (резисторы $R_1,$

R_2, R_3, \dots, R_{10}), 10 ом (резисторы $R'_1, R'_2, R'_3, \dots, R'_{10}$) и 11 измерительных катушек 10^7 ом (сопротивления изоляторов $r_1, r_2, r_3, \dots, r_{11}$) полностью подтвердили справедливость формул (10)—(12) и (14).

Большинство твердых диэлектриков, применяемых в качестве изоляторов, увеличивают свою проводимость в атмосфере высокой влажности вследствие образования полимолекулярной пленки влаги на поверхности изолятора. Поскольку сопротивление изоляции является одним из основных параметров мер большого сопротивления, в их конструкции должна быть предусмотрена система надежной защиты от влияния влажности на сопротивление изоляции. Эффективными средствами такой защиты служит герметизация изоляторов и резисторов, гидрофобирование (особенно кварцевого стекла) и тщательная полировка поверхности изоляторов, а также применение осушителей.

Погрешность γ_5 аттестации переходной меры складывается из погрешности образцовой аппаратуры γ'_5 , погрешности γ'' , вызванной аттестацией меры при параллельном соединении образующих ее резисторов и определением полного сопротивления R меры по формуле [4]

$$R = R_0 n^2, \quad (18)$$

и погрешности γ_6 , вызванной зависимостью сопротивления непроволочного резистора от приложенного к ним напряжения.

Применение образцовых установок УМКС-1, УПМС-4, УБС-2, Р-4051 и ОМБС-1 позволяет аттестовать меры 10^6 — 10^{13} ом с погрешностью $\gamma'_5 = \pm (0,0001 \div 0,1)\%$.

Погрешность γ_5 при определенных условиях [1] для мер 10^6 — 10^{13} ом может иметь порядок 10^{-7} — 10^{-4} .

Существенным недостатком непроволочных резисторов типа КВМ, применяемых в мерах 10^{11} — 10^{13} ом, является значительная зависимость их сопротивления от приложенного к ним напряжения. Вследствие этого для исключения погрешности γ_6 условия аттестации меры должны быть максимально приближены к условиям применения ее, а именно должно быть выполнено условие

$$U_{ат} = \frac{U_{раб}}{n}, \quad (19)$$

где $U_{ат}$ — напряжение аттестации (резисторы включены параллельно); $U_{раб}$ — рабочее напряжение меры (резисторы включены последовательно).

Теоретическое исследование погрешностей мер большого сопротивления было положено в основу при разработке переходных мер сопротивления и их исследовании. Каждая из спроектированных и изготовленных мер типов МСПГ-1—МСПГ-7 (рис. 3, а) и МСГ-2—МСГ-1 (рис. 3, б) имеет одно из номинальных значений: 10^9 — 10^{13} ом и 10^{13} , 10^{14} ом соответственно.

Меры 10^9 — 10^9 ом выполнены на микропроволочных резисторах, а меры 10^{11} — 10^{14} ом — на непроволочных резисторах. Конструкция мер МСПГ-1—МСПГ-7 и МСГ-2 предусматривает возможность аттестации их при параллельном соединении резисторов, образующих меру. Мера МСГ-1 (10^{14} ом) состоит из одного непроволочного резистора. Все меры с целью защиты сопротивления изоляции от внешних влияний герметизированы и заполнены инертным газом. В качестве изоляторов мер МСПГ использован полированный янтарь с удельным объемным сопротивлением $\rho_v \approx 10^{12}$ ом/см.

Изоляция мер МСГ обеспечена специальным кварцевым стеклом с удельным объемным сопротивлением порядка 10^{16} ом/см. Для уменьшения шунтирующего действия сопротивления изоляции в конструкции мер предусмотрена система эквипотенциальной защиты. Меры МСПГ состоят из 10 последовательно соединенных резисторов, закрепленных на 11 янтарных изоляторах на внутреннем латунном корпусе. На внешнем металлическом толстостенном корпусе имеются три специальных зажима для подключения меры при ее аттестации и работе с ней и 15 зажимов для подключения системы эквипотенциальной защиты и экрана меры.

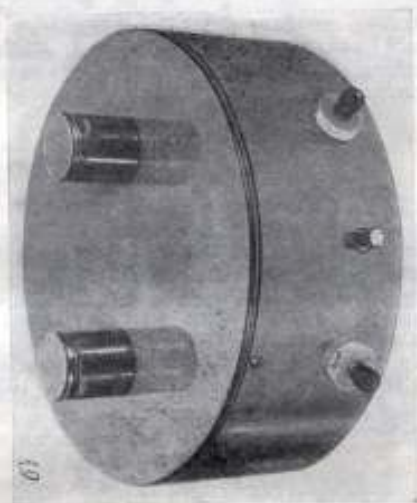
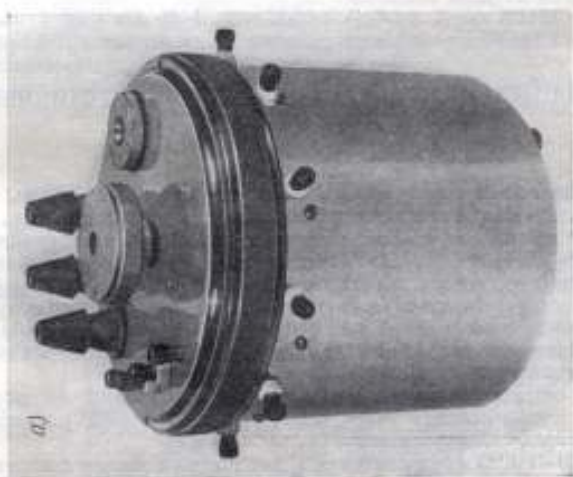


Рис. 3. Внешний вид переходной меры электрического сопротивления: а — типа МСПГ, б — типа МСГ-1.

Между внутренним и наружным корпусами меры имеется воздушный зазор, что вызвано необходимостью обеспечить пассивное термостатирование меры. Для переключения резисторов из последовательного в параллельное соединение служит специальный переключатель, расположенный между внутренним и внешним корпусами меры, в которых имеются отверстия для установки термометра.

Меры комплектуют специальными соединительными элементами, которые обеспечивают надежную защиту от внешних электростатических полей и не снижают сопротивление изоляции меры при включении ее в измерительную цепь.

Проведенный анализ погрешностей мер МСПГ-1—МСПГ-7 показывает возможность использования их для передачи верных значений единицы электрического сопротивления от 10^8 до 10^{14} ом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б., Жутовский В. Л. Меры большого сопротивления. «Измерительная техника», 1968, № 3.
2. Нестеренко А. Д. Основы расчета электроизмерительных схем уравнивания. Киев, изд-во АН УССР, 1960.
3. Синицин Б. С. О влиянии токов утечки на погрешности измерения в цепях постоянного тока. «Научные записки Львовского политехнического института», серия электротехн., 1949, № 6.
4. Ш и г о р и н В. П. Новые переходные меры электрического сопротивления. Труды ВНИИМ, вып. 40 (100). Стандартгиз, 1959.

Поступила в редакцию
15/V 1968 г.

УДК 621.317.33 : 089.6

Е. С. ПАВЛЕНКО, А. М. ЧЕРНОВ, В. П. ШИГОРИН
ВНИИМ

ПЕРЕХОДНЫЕ МЕРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ 10^8 — 10^9 ом

В настоящее время отечественные приборостроительные заводы выпускают высокоомные измерительные катушки электрического сопротивления до 10^9 ом, магазины сопротивления до 10^{10} ом и мосты постоянного тока с верхним пределом измерения 10^{14} — 10^{16} ом [1, 2]. Широкое применение в измерительной практике микропроводочных катушек и магазинов сопротивления вызывает необходимость создания высокоомных эталонов и образцовых мер электрического сопротивления. Успешное решение этой важной метрологической задачи возможно лишь при наличии определенного комплекса аппаратуры, необходимой для выполнения измерений с наивысшей в настоящее время точностью.

Одной из составных частей этого комплекса являются переходные меры электрического сопротивления Р4080, Р4081, Р4082 и Р4083, разработанные на кишиневском заводе «Микропровод».

Меры Р4080—Р4083 предназначались для проверки мостов постоянного тока, а также делителей напряжения в лабораторных и производственных условиях и для использования их в качестве измерительных магазинов сопротивления и проводимости. Однако в процессе исследования опытных образцов мер благодаря подгонке сопротивления секций к номинальным значениям с погрешностью 0,01—0,03% и достаточно высокому сопротивлению изоляции токоведущих цепей была установлена возможность применения этих образцов также для калибровки эталонов и образцовых мер электрического сопротивления.

Принципиальная электрическая схема переходной меры приведена на рис. 1. Основная погрешность при использовании переходных мер в качестве измерительных магазинов сопротивления составляет $\pm 0,05\%$ для мер P4080—P4082 и $\pm 0,1\%$ для меры P4083. Номинальные и допустимые значения напряжения указаны в табл. 1.

При использовании мер в качестве магазинов сопротивления дополнительная температурная погрешность, вызываемая изменением температуры окружающего воздуха, на каждые 10°C в пределах $10\text{--}35^\circ\text{C}$ не превышает значения основной допустимой погрешности для мер P4080—P4082 и половины ее для меры P4083.

Дополнительную температурную погрешность переходных мер в каждом конкретном случае можно рассчитать по формуле

$$\delta_t \leq |\alpha (k \Delta P + \Delta t)|,$$

где α — температурный коэффициент сопротивления отдельных секций мер ($1,5 \cdot 10^{-5} \text{ град}^{-1}$); k — коэффициент (эмпирическая константа, равная 20 град/вт для мер P4080 и P4081 и 60 град/вт для мер P4082 и P4083); ΔP — разность мощностей, рассеиваемых в секциях меры при ее калибровке и использовании, вт ; Δt — разность температур внутри меры при ее калибровке и использовании, град .

Сопротивление изоляции между зажимами токоведущей цепи и корпусом прибора при относительной влажности окружающего воздуха 80% имеет значение порядка 10^{15} ом , чего достигают применением в мерах P4082 и P4083 янтарных изоляторов. В исследованных опытных образцах мер P4080 и P4081 полистироловые изоляторы будут заменены также янтарными.

Конструктивно переходные меры (рис. 2) оформлены в литых металлических корпусах, обеспечивающих достаточную тепловую инерционность, необходимую

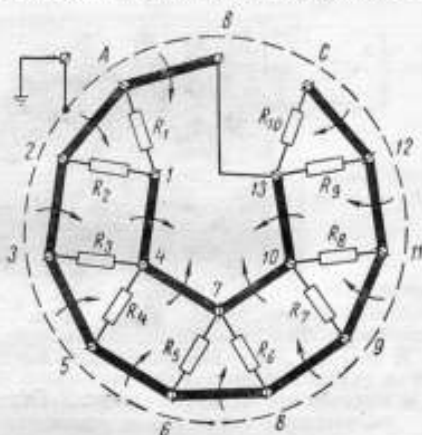


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема переходной меры.

Номинальные и допустимые значения напряжения

Таблица 1

Мера	Номинальное сопротивление, ом	Напряжение на мере, в	
		номинальное	допустимое
P4080	10^4	30	300
	10^5	30	300
	10^6	300	2000
P4081	10^5	100	600
	10^6	100	600
	10^7	1000	2000
P4082	10^4	300	1000
	10^7	300	1000
	10^8	1000	2000
P4083	10^7	600	2000
	10^8	600	2000
	10^9	2000	2000

для пассивного термостатирования помещенных внутри корпуса резистивных элементов и защиты их от резких изменений температуры окружающего воздуха.

На верхней металлической плате установлены 16 винтовых зажимов, изолированных от нее янтарными проходными втулками, и один винтовой зажим на металлическом стержне, электрически соединенный с платой и предназначенный для подключения к внешнему контуру заземления. В центре платы имеется



Рис. 2. Общий вид меры.

крышка, закрывающая патрон с влагопоглотителем (силикагелем). Сверху мера закрывается откидывающейся крышкой, играющей роль электростатического экрана и защитного кожуха одновременно. В крышке имеются прорезы, обеспечивающие сохранность термометра и присоединительного кабеля при открывании и закрывании ее.

При использовании прибора в качестве измерительного магазина сопротивления его следует включать во внешнюю электрическую цепь двумя из трех зажимов *A*, *B* или *C*. Необходимое сопротивление устанавливается при помощи переключателей, коммутируя ими определенные зажимы на верхней плате прибора.

Методика составления дольных значений сопротивлений *R* и проводимостей *G* при помощи сопротивлений равного номинала

Предположим, что мы имеем *n* резистивных элементов, с равными номинальными значениями $R = 10^k \text{ ом}$, где *k* — целое положительное число. Необходимо путем коммутации этих элементов между собой собрать электрическую цепь с общим сопротивлением *mR*, где *m* — коэффициент, изменяющийся от 0,1 до единицы с определенной, заранее выбранной дискретностью.

Такую электрическую цепь можно получить, применив теорию цепных дробей [4], согласно выражению

$$mR = \frac{1}{\frac{1}{m_1 G} + \frac{1}{\frac{1}{m_2 R} + \frac{1}{\frac{1}{m_3 G} + \frac{1}{m_4 R} + \dots}}}} \quad (1)$$

Выражение (1) можно продолжить до бесконечности и в результате при $m = (0-1)$ получить любое значение *mR* с практически любой дискретностью, получение которой зависит только от числа *n* резистивных элементов, подвергающихся коммутации.

Практически необходимый диапазон получения значений mR для применения мер в качестве переходных лежит в пределах $m = 0,1 \div 1$ с дискретностью 0,1. Для специальных работ можно применять указанные меры с изменением $m = 0,1 \div 0,9$ с дискретностью 0,05. Ограничение дискретности до 0,05 и значения m в диапазоне 0,1—0,9 обусловлено количеством резисторов в мере $n = 10$.
 Запишем выражение (1) в общем виде:

$$mR = \frac{1}{m_1 G + AG}, \quad (2)$$

где

$$AG = \frac{1}{m_2 R + BR}, \quad (2')$$

Здесь

$$BR = \frac{1}{m_3 G + CG}, \quad (2'')$$

где

$$CG = \frac{1}{m_4 R + DR} \quad (2''')$$

и т. д.

Коэффициент m_1 при G в выражении (2) определяет число резистивных элементов R , необходимых для получения значения проводимости, равного $m_1 G$. Так, например, при $m_1 = 3$ член $m_1 G$ определяет электрическую цепь, показанную на рис. 3. Общая проводимость такой цепи равна $R/3 = 3G$, где $G = R^{-1}$.

Сумма $m_1 G + AG$ в выражении (2) определяет вид соединения между собой участков цепи, каждый из которых, в свою очередь, определяется членами $m_1 G$ и AG . Эти участки цепи должны быть соединены между собой параллельно.

Таким образом, сумма проводимостей определяет параллельное соединение отдельных участков цепи, а сумма сопротивлений — последовательное соединение отдельных участков цепи между собой.

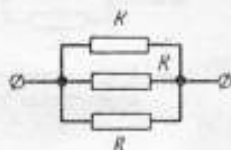


Рис. 3. Соединение с проводимостью $3G$.

Пример расчета цепи с номинальным значением $0,45R$

Исходя из выражения (2), запишем

$$mR = \frac{45}{100} R, \quad (3)$$

$$m_1 G + AG = \frac{100}{45} G = \frac{90}{45} G + \frac{10}{45} G = 2G + \frac{2}{9} G, \quad (3')$$

где

$$m_1 = 2, \quad A = \frac{2}{9}. \quad (3'')$$

Из выражения (2')

$$AG = \frac{2}{9} G, \quad (4)$$

$$m_2 R + BR = \frac{9}{2} R = \frac{8}{2} R + \frac{1}{2} R = 4R + \frac{1}{2} R, \quad (4')$$

где

$$m_2 = 4, \quad B = \frac{1}{2}. \quad (4'')$$

Из выражения (2'')

$$BR = \frac{1}{2} R, \quad (5)$$

$$m_3 G + CG = 2G + 0 \cdot G, \quad (5')$$

где

$$m_3 = 2, \quad C = 0. \quad (5'')$$

При получении нулевого коэффициента (например, $C = 0$) расчет будет закончен.

Теперь необходимо по данным расчета составить электрическую цепь с общим сопротивлением $0,45R$.

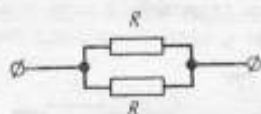


Рис. 4. Соединение с проводимостью $2G$.

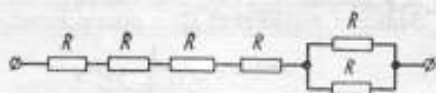


Рис. 5. Соединение с сопротивлением $\frac{9}{2}R$.

Коэффициент m_2 из выражения (5^{*}) определяет число резисторов, которые нужно соединить между собой параллельно, на что указывает член m_2G из выражений (5) и (5'). Таким образом, член m_2G определяет соединение, показанное на рис. 4, общая проводимость которого равна $2G$.

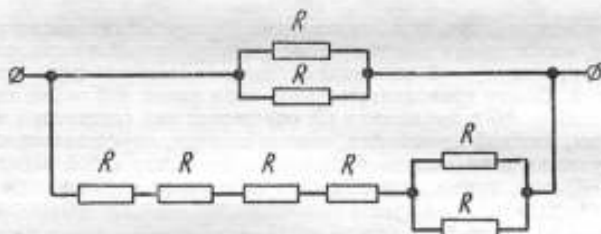


Рис. 6. Соединение с сопротивлением $0,45R$.

Коэффициент m_2 из выражения (4^{*}) и вид выражения (4') определяют соединение на рис. 5. И, наконец, коэффициент m_1 из выражения (3^{*}) и вид выражений (3) и (3') определяют общий вид соединения на рис. 6. Полное сопротивление электрической цепи на рис. 6 равно $0,45R$.

Пример расчета цепи с номинальным значением $065G$

Такую электрическую цепь можно составить по внешнему виду выражения

$$mG = \frac{1}{m_1R + \frac{1}{m_2G + \frac{1}{m_3R + \frac{1}{m_4G + \dots}}}} \quad (6)$$

Более общий вид выражения (6) будет

$$mG = \frac{1}{m_1R + AR} \quad (7)$$

где

$$AR = \frac{1}{m_2G + BG} \quad (7')$$

Здесь

$$BG = \frac{1}{m_2 R + CR} \quad (7')$$

и

$$CR = \frac{1}{m_4 G + DG} \quad (7'')$$

и т. д.

Исходя из выражения (7), запишем

$$mG = \frac{65}{100} G, \quad (8)$$

$$m_1 R + AR = \frac{100}{65} R = \frac{65}{65} R + \frac{35}{65} R = R + \frac{7}{13} R, \quad (8')$$

где

$$m_1 = 1, \quad A = \frac{7}{13}. \quad (8'')$$

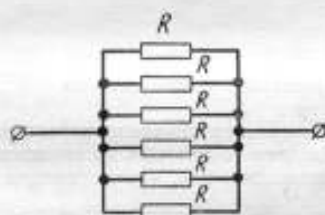


Рис. 7. Соединение с проводимостью $6G$.

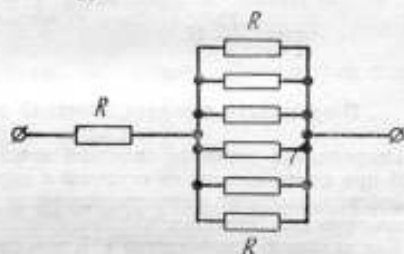


Рис. 8. Соединение с сопротивлением $\frac{7}{6} R$.

Из выражения (7')

$$AR = \frac{7}{13} R, \quad (9)$$

$$m_2 G + BG = \frac{13}{7} G = \frac{7}{7} G + \frac{6}{7} G = G + \frac{6}{7} G, \quad (9')$$

где

$$m_2 = 1, \quad B = \frac{6}{7}. \quad (9'')$$

Из выражения (7'')

$$BG = \frac{6}{7} G, \quad (10)$$

$$m_3 R + CR = \frac{7}{6} R = \frac{6}{6} R + \frac{1}{6} R = R + \frac{1}{6} R, \quad (10')$$

где

$$m_3 = 1, \quad C = \frac{1}{6}. \quad (10'')$$

Из выражения (7''')

$$CR = \frac{1}{6} G, \quad (11)$$

$$m_4 G + DG = 6G + 0 \cdot G, \quad (11')$$

где

$$m_4 = 6, \quad D = 0. \quad (11'')$$

Значение $m_4 G$ из выражения (11') определяет внешний вид электрической цепи, показанный на рис. 7.

Коэффициент m_3 из выражения (10^а) и выражение (10^б) определяют соединенный вид, показанный на рис. 8; коэффициент m_2 из (9^а) и вид выражения (9^б) определяют соединение на рис. 9 и, наконец, коэффициент m_1 из (8^а) и выражение (8^б) определяют общий вид электрической цепи (рис. 10), имеющей номинальное значение проводимости, равное $0,65G$.

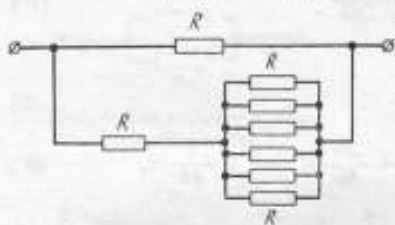


Рис. 9. Соединение с проводимостью $\frac{13}{7} G$.

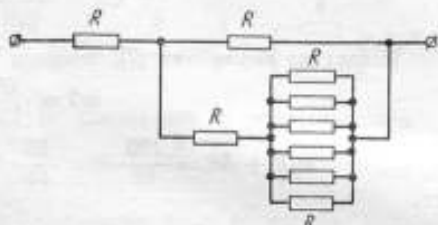


Рис. 10. Соединение с проводимостью $0,65G$.

Погрешность передачи значений электрического сопротивления

Погрешность передачи значений электрического сопротивления переходной мерой при переключении ее ступеней с параллельного соединения на последовательное или наоборот является основным показателем меры, определяющим ее метрологические качества.

Как показано в литературе [3], при параллельно-последовательном переходе относительные отклонения общих сопротивлений последовательного Δr_S и параллельного Δr_P соединений от их номинальных значений равны между собой. Таким утверждением пользуются, пренебрегая членами второго порядка малости при выводе формулы

$$\frac{R_S}{R_P} = n^2 \left(1 + \frac{1}{n} \sum \Delta r^2 \right), \quad (12)$$

где R_S — общее сопротивление последовательного соединения секций переходной меры; R_P — общее сопротивление параллельного соединения; n — число равных по номинальному значению резистивных секций меры; Δr — относительное отклонение i -го сопротивления секции от среднего арифметического.

Пренебрегая в формуле (12) членом $n^{-1} \sum \Delta r^2$ и полагая, что имеются отклонения общих сопротивлений последовательного и параллельного соединений от их номинальных значений, запишем

$$R_{S_n} (1 + \Delta r_S) = n^2 R_{P_n} (1 + \Delta r_P), \quad (13)$$

где R_{S_n} и R_{P_n} — номинальные значения общих сопротивлений.

Так как в уравнении (13) $R_{S_n} = n^2 R_{P_n}$, следовательно,

$$\Delta r_S = \Delta r_P. \quad (14)$$

Представляется интересным рассмотреть другой вариант вывода формулы основной погрешности передачи значения сопротивления при последовательно-параллельном переходе.

Для этого достаточно рассчитать основную погрешность для параллельного соединения n равных по номинальному значению резисторов меры, поскольку основная погрешность n последовательно соединенных одинаковых резисторов равна алгебраической сумме абсолютных погрешностей сопротивления отдельных резисторов.

Общая проводимость n резисторов с номинальными значениями R , включенных параллельно

$$\frac{1}{R} = \sum_i^n R_i^{-1}. \quad (15)$$

Логарифмируя выражение (15), получаем

$$-\ln R = \ln \sum_i^n R_i^{-1}. \quad (16)$$

Относительная погрешность после дифференцирования выражения (16)

$$\frac{dR}{R} = \frac{\sum_i^n dR_i |R_i^2|}{\sum_i^n R_i^{-1}}, \quad (17)$$

откуда, изменив в знаменателе выражения (17) индекс суммирования i на k , получим

$$\delta = \sum_{i=1}^n \left[\delta_i \left(\sum_{k=1}^n R_i / R_k \right)^{-1} \right]. \quad (18)$$

В общем виде $R_i = R(1 + \delta_i)$ и $R_k = R(1 + \delta_k)$. Подставив R_i и R_k в выражение (18), получим

$$\delta = \sum_{i=1}^n \left[\delta_i \left(\sum_{k=1}^n \frac{1 + \delta_i}{1 + \delta_k} \right)^{-1} \right]. \quad (19)$$

Сумму в круглых скобках выражения (19) можно представить в виде

$$\sum_{k=1}^n [(1 + \delta_i)(1 + \delta_k)^{-1}]. \quad (20)$$

После разложения в ряд Тейлора функции $(1 + \delta_k)^{-1}$ выражение (20) будет иметь вид

$$\sum_{k=1}^n [(1 + \delta_i)(1 + \delta_k + \delta_k^2 - \delta_k^3 + \dots)]. \quad (21)$$

При изготовлении переходных мер резисторы, образующие секции, подгоняют с погрешностью, не превышающей $\pm 0,03\%$ от номинального значения. Так как в этом случае значение δ_k^3 не будет превышать $3 \cdot 10^{-11}$, то этой величиной можно пренебречь.

Окончательно выражение (21) запишем

$$\sum_{k=1}^n (1 + \delta_i - \delta_k - \delta_i \delta_k + \delta_i \delta_k^2 + \delta_k^2). \quad (22)$$

Пренебрегая членами третьего порядка малости $\delta_i \delta_k^2$ и возвращаясь к выражению (19), после преобразований получаем

$$\delta = \sum_{i=1}^n \left[\frac{\delta_i}{n} \cdot \left(1 + \delta_i - \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \delta_k - \frac{\delta_i}{n} \sum_{k=1}^n \delta_k + \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \delta_k^2 \right)^{-1} \right]. \quad (23)$$

При практических расчетах можно пользоваться более упрощенной формулой

$$\delta = \sum_{l=1}^n \left[\frac{\delta_l}{n} \cdot \left(1 + \delta_l - \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \delta_k \right)^{-1} \right], \quad (23')$$

которую получаем из формулы (23), пренебрегая членами второго порядка малости.

Кроме того, имеется выведенная ранее [5] еще более простая формула

$$\delta = \frac{\sum_{l=1}^n \delta_l}{n}, \quad (24)$$

представляющая собой частный случай более общей формулы (23).

Таким образом, для расчета основной погрешности параллельного соединения n равных между собой по номинальному значению резисторов мы имеем формулы (23), (23') и (24).

Оценим влияние на основную погрешность соединения членов второго порядка малости $\delta_l n^{-1} \sum_{k=1}^n \delta_k$ и $n^{-1} \sum_{k=1}^n \delta_k^2$ в формуле (23) и члена $n^{-1} \sum_{k=1}^n \delta_k$ в формуле (23').

Пример. Рассмотрим параллельное соединение трех резисторных элементов $R = 10^4$ ом, имеющих относительные погрешности: $\delta_1 = 0,18\%$, $\delta_2 = 0,05\%$ и $\delta_3 = 0,10\%$.

«Действительное» значение погрешности параллельного соединения этих резисторов равно $\delta = 0,10997137\%$.

Значение этой же погрешности:

1) определенное по формуле (24)

$$\delta = \frac{\delta_1 + \delta_2 + \delta_3}{3} = \frac{0,33}{3} = 0,11\%;$$

отклонение от «действительного» значения основной погрешности

$$\Delta_1 = 0,11 - 0,10997137 \approx 0,00003\%;$$

2) определенное по формуле (23')

$$\delta = 0,10997103\%;$$

отклонение от «действительного» значения основной погрешности в этом случае равно

$$\Delta_2 = 0,10997137 - 0,10997103 \approx 0,0000003\%;$$

3) определенное по формуле (23) с учетом членов второго порядка малости

$$\Delta_3 \approx 0,0000001\%.$$

Сравнивая относительные отклонения Δ_1 , Δ_2 и Δ_3 , можно сделать вывод о целесообразности практического использования при расчетах наиболее простой формулы (24), а также равенства (14), поскольку значения относительных погрешностей отдельных резисторов, входящих в измерительную цепь меры, составляют 0,01—0,03%.

Экспериментальное исследование переходных мер

Положительные результаты исследования во ВНИИМ переходных мер Р4080—Р4083 позволили рекомендовать их для выполнения метрологических работ по созданию высокоомных эталонов, связанных с передачей значений единицы сопротивления от эталонов 10^4 и 10^8 ом мерам с номинальными значениями 10^6 , 10^7 , 10^8 и 10^9 ом. Передача осуществляется при помощи моста-компаратора при переключении секций сопротивления переходных мер с параллельного соединения на последовательное.

Как показано выше, отношение общего сопротивления R_S последовательного соединения к сопротивлению R_P параллельного соединения секций переходной меры можно выразить формулой (12). При экспериментальном исследовании переходных мер были получены значения поправочного члена $n^{-1} \sum \Delta r^2$, приведенные в табл. 2.

Таблица 2

Значения поправочного члена $n^{-1} \sum \Delta r^2$

Мера		Значение $n^{-1} \sum \Delta r^2$
обозначение	заводской номер	
Р4080	0015	$2 \cdot 10^{-9}$
	0013	$4 \cdot 10^{-9}$
Р4081	0003	$3 \cdot 10^{-9}$
	0008	$3 \cdot 10^{-9}$
Р4082	0011	$8 \cdot 10^{-8}$
	0016	$7 \cdot 10^{-8}$
Р4083	0001	$7 \cdot 10^{-8}$
	0005	$1 \cdot 10^{-8}$

Так как значения $n^{-1} \sum \Delta r^2$ не превышают $1 \cdot 10^{-8}$ для мер Р4080 и Р4081 и $1 \cdot 10^{-7}$ для мер Р4082 и Р4083, то этим членом в формуле (12) можно пренебречь. Таким образом, это еще раз доказывает практическую целесообразность применения равенства (14) при самых точных измерениях.

Для определения значения относительного отклонения Δr_S в процессе калибровки мер сопротивления, а следовательно, и сопротивления R_S достаточно измерить общее сопротивление параллельного соединения 10 секций переходной меры.

В результате исследований переходных мер установлено, что погрешность определения значения R_S , обусловленная наличием токов утечки через янтарные изоляторы, не превышает значений порядка $1 \cdot 10^{-7}$ для мер Р4080, Р4081; $1 \cdot 10^{-6}$ для меры Р4082 и $5 \cdot 10^{-6}$ для меры Р4083.

В конце 1967 г. при помощи нового моста-компаратора и переходных мер Р4080 и Р4082 были прокалиброваны меры сопротивления с номинальными значениями 10^6 и 10^8 ом. Предельная погрешность результата калибровки с учетом погрешности исходных эталонов оценивается значением $(5-15) \cdot 10^{-7}$. Расхождение в разности значений сопротивления переходных мер при параллельном и последовательном соединениях секций составляет в среднем $3 \cdot 10^{-7}$ для мер Р4080 и $1 \cdot 10^{-6}$ для мер Р4082.

Полученные результаты указывают на то, что новый мост-компаратор и переходные меры сопротивления могут быть применены для создания эталонов электрического сопротивления с номинальными значениями 10^6 , 10^7 , 10^8 и 10^9 ом, которые необходимы для поддержания в стране единства и повышения точности измерения электрического сопротивления до 10^{10} ом и выше.

Заключение

Создание переходных мер электрического сопротивления R4080—R4083 и их промышленное освоение явились новым шагом по пути создания высокоомных эталонов и образцовых мер сопротивления. Применение переходных мер обеспечивает проведение метрологических работ по передаче верных значений электрического сопротивления от эталонов и образцовых мер малого сопротивления эталонам и образцовым мерам большого сопротивления. Применение мер в качестве магазинов сопротивления и проводимости расширяет круг работ с их использованием и обеспечивает их широкое внедрение в измерительную практику.

ЛИТЕРАТУРА

1. Электроизмерительные приборы. Номенклатурный справочник Госкомитета приборостроения, средств автоматизации и систем управления при Госплане СССР. ОНТИ приборостроения, 1965.
2. Павленко Е. С., Савенков А. Н., Чернов А. М. Универсальные мосты постоянного тока с верхним пределом 10^{14} ом. «Микропровод и приборы сопротивления», вып. 5. Кишинев, «Карта молдовеняскэ», 1967.
3. Ш и г о р и н В. П. Новые переходные меры электрического сопротивления. Труды ВНИИМ, вып. 40 (100). Стандартгиз, 1959.
4. Х и н ч и н А. Я. Цепные дроби. Физматгиз, 1961.
5. Нестеренко А. Д. Основы расчета электроизмерительных схем уравнивания. Киев, изд-во АН УССР, 1953.

Поступила в редакцию
20/V 1968 г.

УДК 621.317.33 : 669

В. В. КУХАРЬ
ВНИИМ

СПЛАВЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ *

Среди многочисленных сплавов с высоким удельным сопротивлением, применяемых в измерительных приборах, наибольшее распространение получили сплавы на медномарганцевой основе, представителем которых является сплав «манганин», состоящий из 82—86% меди, 12—14% марганца, 2—4% никеля. Этому послужили уникальные электрические свойства медномарганцевых сплавов, открытые еще в 1888 г. Вестонем [1] и исследованные более полно Фейснером и Линдеком [2].

Изучению свойств и режимов термической обработки манганина посвящены труды [3—10] и многие другие. Большое число работ свидетельствует не только о широком использовании сплавов типа «манганин» в приборостроении, но и о сложности природы этих сплавов. Так, хорошо известно большое разнообразие в рекомендациях по термической обработке манганина. В отечественной литературе [11] излагается «традиционный» взгляд на природу и свойства манганина (основанный на работах А. Шульце 40—50-х гг.), который в настоящее время не способствует разработке усовершенствованных сплавов типа «манганин», тем более созданию новых сплавов сопротивления. Очень мало внимания уделено

* Работа доложена на конференции молодых специалистов ВНИИМ имени Д. И. Менделеева в 1968 г.

термической обработке и стабильности манганина в стандарте «Проволока манганиновая неизолированная» [12].

В статье сделана попытка на основании последних литературных данных и результатов опытов объяснить некоторые свойства манганина, установить режим его термической обработки, а также изложить некоторые моменты, которые следует принимать во внимание при разработке новых сплавов сопротивления.

Требования, предъявляемые к сплавам с высоким удельным сопротивлением (для измерительных приборов сопротивления)

Для достижения оптимальных показателей измерительных приборов к сплавам сопротивления, применяемым в этих приборах, предъявляют ряд требований [13]. В основном эти сплавы должны иметь:

- 1) высокое удельное электрическое сопротивление;
- 2) малые температурные коэффициенты α_{20} и β электрического сопротивления, определяемого следующей зависимостью от температуры:

$$R_t = R_{20} [1 + \alpha_{20} (t - 20) + \beta (t - 20)^2], \quad (1)$$

где R_t и R_{20} — сопротивление образца при температуре $t^\circ\text{C}$ и при стандартной температуре 20°C соответственно;

- 3) малую т. э. д. с. в паре с медью;
 - 4) постоянство электрического сопротивления во времени (стабильность);
 - 5) высокую коррозионную устойчивость в рабочем интервале температур;
 - 6) хорошие технологические свойства;
 - 7) доступность исходных материалов для производства сплавов.
- Из всех сплавов, известных в настоящее время, перечисленным выше требованиям, наиболее полно отвечают сплавы типа «манганин».

Природа и свойства сплавов типа «манганин»

Как уже упоминалось, для сплавов типа «манганин» в области рабочих температур электрическое сопротивление определяется по формуле (1), т. е. кривая сопротивление — температура имеет вид параболы с максимумом в области температур $\sim 15-60^\circ\text{C}$, что и обеспечивает минимальный коэффициент α_{20} , равный $\pm 1 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$. Фокальный параметр p параболы в данном случае зависит от коэффициента β , который для манганина обычного состава равен $-0,5 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-2}$:

$$p \sim \frac{1}{2|\beta|}. \quad (2)$$

Чем меньше β , тем больше раскрыта парабола, т. е. тем меньшее влияние на коэффициент α_{20} оказывает смещение вершины параболы, что весьма зависит от изменений в химическом составе и от заключительных технологических операций: холодной деформации и термической обработки [14]. При увеличении степени деформации температурный коэффициент α_{20} уменьшается, а затем становится отрицательным [9, 15]. Получению отрицательного коэффициента α_{20} способствуют, при определенной степени легирования и определенной технологической обработке, такие элементы, как Si, Ge, Sn, Al, In, Fe, Ni и др.

Парабола является лишь частью S-образной характеристики сопротивление — температура, общий вид которой представлен на рис. 1 [16].

Наличие S-образных характеристик является отличительной особенностью и ряда таких сплавов, как константан (Cu—Ni, Mn), серебро—палладий, золото—хром, золото—ванадий, серебро—марганец, званом (Ni—Cr, Al, Cu), карма

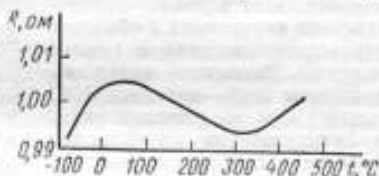


Рис. 1. Зависимость электрического сопротивления от температуры для сплавов типа «манганин».

(Ni—Cr, Al, Fe) и др. Однако общей теории, удовлетворительно объясняющей природу этих сплавов, в настоящее время нет. Традиционный взгляд на природу манганита [7], о котором упоминалось выше, сводится к чисто механическому объяснению: поскольку с медью образует твердые растворы γ -модификация марганца и она имеет отрицательный температурный коэффициент сопротивления во всей области своего существования, то при определенной степени легирования отрицательный коэффициент приобретет и γ -твердый раствор, т. е. зависимость сопротивления—температура будет иметь вид параболы.

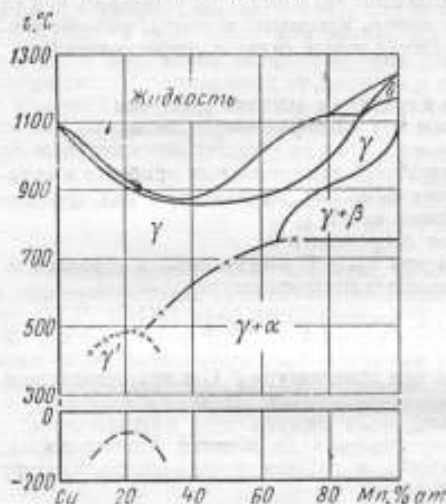


Рис. 2. Диаграмма состояния системы медь—марганец.

γ' — упорядоченный твердый раствор. В области температур ниже 0°C лунктиром обозначена точка Кюри.

противления после высокотемпературного отжига с медленным охлаждением.

Некоторые исследователи связывают объяснение природы манганита с процессами упорядочения. К этому взгляду можно присоединиться, если рассмотреть эти процессы с учетом обменного электронного взаимодействия внутренних d -оболочек переходного металла и s -полос матрицы. Магнитные измерения в системе медь—марганец [18] подтвердили предположение о существовании превращения порядок — беспорядок (рис. 2). Было установлено существование гомогенного реверсивного равновесия и определено время для достижения этого равновесия.

Для достижения равновесия в рекристаллизованных и закаленных образцах при 200°C необходимо около 100 ч (рис. 3). Время такого же порядка требуется для достижения равновесия при 100°C . Более детальное исследование γ -твердого раствора было проведено в работе [19], в которой превращения в твердом состоянии связывают с процессами упорядочения и образованием соединений Курнакова: Cu_2Mn и Cu_3Mn при 16,6 и 25% ат. Mn и 400 и 450°C соответственно (рис. 4). Для изучения свойств сплавов образцы при отжиге выдерживали 690 ч.

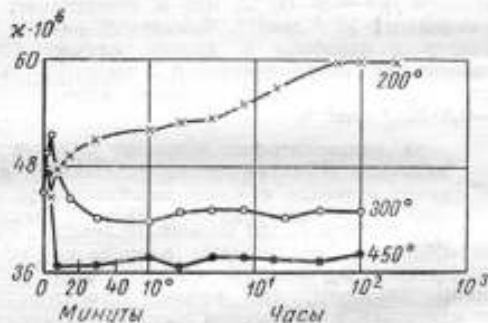


Рис. 3. Зависимость магнитной восприимчивости χ медно-марганцевых сплавов от температуры и времени выдержки.

При изучении такого важного вопроса, как стабильность сплавов во времени, необходимо, как мы полагаем, учитывать кинетику процессов упорядочения.

Из термодинамики известно, что более устойчивое состояние системы характеризуется минимумом свободной энергии. В случае образования твердого раствора два члена правой части уравнения Гельмгольца

$$F = W - TS, \quad (3)$$

где F и W — свободная и внутренняя энергия соответственно; T — абсолютная температура; S — энтропия, благоприятно изменяются, приводя свободную энергию к минимуму. Образование упорядоченной структуры ведет к понижению свободной энергии при увеличении степени порядка [20]. В сплавах системы

Cu—Mn это увеличение при определенных концентрациях можно характеризовать ростом магнитной восприимчивости [18, 21], поскольку при образовании упорядоченной структуры происходит изменение отношения диаметра атома к диаметру незаполненной оболочки и перераспределению d - и s -электронов [22].

Параметр решетки изменяется вследствие распада так называемого K -состояния [23—25], предшествующего появлению упорядоченной структуры [26, 27], например структуры типа Cu_5Mn . В сплавах, легированных переходным металлом, активную роль в химической связи в ряде случаев играют и d -электроны. У марганца на $3d$ -уровне имеется 3,66 вакансий [28], которые могут быть заняты s -электронами. Уменьшением числа s -электронов, по-видимому, и объясняется [весьма значительное повышение электропроводности при легировании марганцем меди (сопротивление марганца $\rho = 0,43 \text{ мкОм}$, обусловленное, главным образом легированием марганца, в 25 раз больше сопротивления меди). Наиболее высокое значение удельного сопротивления возможно при существовании ближнего порядка в расположении [атомов, служащего] условием образования K -состояния [22, 29, 30].

Максимум магнитной восприимчивости достигают при выдержке образцов сплавов в области более низких температур [18], что, согласно изложенному выше, будет соответствовать более стабильному для них состоянию.

Кроме стабильности, сплавы сопротивления должны обладать возможно более низкими температурными коэффициентами электрического сопротивления. Следует упомянуть, что такие коэффициенты характеризуют S -образную зависимость сопротивление — температура (рис. 1). Подобный вид $R(T)$ -кривой также объясняется наложением процессов упорядочения и $d-s$ -переходов. В рассматриваемом нами случае $d-s$ -обменное взаимодействие связано с увеличением числа электронов проводимости [31] и играет решающую роль в области рабочих температур при измерении электрического сопротивления и его температурных коэффициентов.

В работе [32] показано, что и в константане важную роль играет упорядочение, однако авторы не учитывают ряд явлений, связанных с K -процессами.

Наряду с высоким удельным электрическим сопротивлением, его малыми температурными коэффициентами и стабильностью сплавы сопротивления для

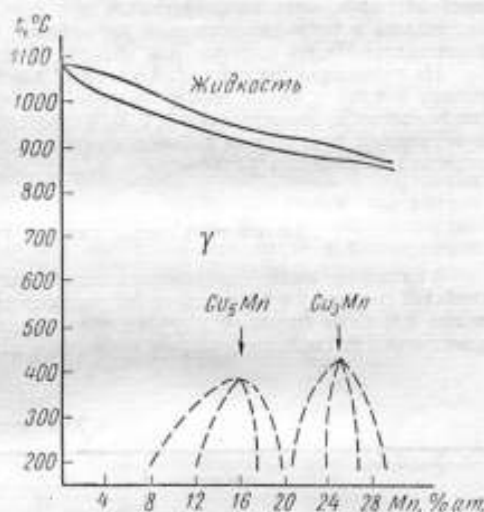


Рис. 4. Диаграмма состояния системы медь—марганец в области γ -твердого раствора.

измерительных приборов (см. выше) должны обладать весьма малой т. э. д. с. в паре с медью. Для марганца в интервале рабочих температур она обычно составляет $+1 \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$. Малое значение т. э. д. с. позволяет избежать вредного влияния термоэлектрических токов, которые возникают при случайных изменениях температуры мест соединений проводов из указанных сплавов с медью и могут совершенно исказить результаты измерений [5]. На термоэлектрические свойства сплавов оказывают влияние как изменения в их химическом составе, так и окончательная технологическая обработка. Например, после 8 ч отжига при 200°С марганца его т. э. д. с. в паре с медью уменьшается с $+1,25$ до $+0,38 \text{ мкВ/град}$ [8].

Вследствие акцепторного влияния марганца при легировании меди уровень Ферми системы, очевидно, понижается, поэтому т. э. д. с. по отношению к меди начинает принимать положительное значение. Чтобы система медь—марганец находилась в термодинамическом равновесии, необходимо равенство химических потенциалов частей системы или энергий Ферми [33].

На основании исследований влияния компонентов сплава на т. э. д. с. марганца в паре с медью можно сказать, что добавки элементов с «нормальной» (не переменной) валентностью 1, 2, 3, 4 сдвигают значения т. э. д. с. в отрицательную сторону, т. е. такими добавками можно поднять уровень Ферми до желаемого значения и добиться равновесия т. э. д. с. системы.

Химический состав сплавов типа «марганец»

Указанные выше соображения позволяют объяснить химический состав и свойства сплавов электрического сопротивления типа «марганец», а также создать новые подобные сплавы с улучшенными характеристиками, составы и основные электрические свойства которых приведены в таблице.

Химический состав и электрические свойства

Сплав	Химический состав,				
	Mn	Ni	Al	Fe	Si
Марганец (обычный состав)	12-14	2-4	—	—	—
Изабеллин	13	—	3	—	—
Новокопонтант	12	—	4	1,5	—
306	7	—	—	0,5	—
Терло	9,5	—	5,5	—	—
Омаль	9-11	3,6	—	0,3	0,1
МНМц АЖ 3-12-0,3-0,3	11,5- +13,5	2,5-3,5	0,2-0,4	0,2-0,5	—
Cu—Mn, Ni, Fe, Si	11-12	1-2	—	0,25	0,1-0,2
Cu—Mn, Ni, Ge	11,5-12	0-2	—	—	—
Cu—Mn, Al, Ge	9-10	—	2-3	—	—
Cu—Mn, Ge	9,5	—	—	—	—
Cu—Mn, Sn	11	—	—	—	—
Cu—Mn, In	12	—	—	—	—

В настоящее время работы исследователей направлены, наряду с улучшением электрических свойств марганцевых сплавов и увеличением рабочего интервала температур, на получение весьма высокой стабильности их свойств во времени. В связи с этим следует заметить, что легирование медных сплавов железом и оловом с точки зрения объемного фактора и предела растворимости [34—36] нежелательно, а легирование германием предпочтительнее, чем кремнием, влияние которого отрицательно сказывается на стабильности и на механических свойствах образцов из этих сплавов.

Термическая обработка марганца

Как отмечено, термическая обработка оказывает большое влияние на свойства сплавов, в том числе и на стабильность свойств во времени.

Прежде всего, любую тепловую обработку марганца следует проводить либо в вакууме, либо в другой защитной среде. Гомогенизируют марганец еще в слитках, выдерживая их длительное время при температуре $t \sim 700^\circ\text{С}$. Заключительным этапом термической обработки является отжиг деформированного металла выше температуры рекристаллизации с медленным охлаждением и обработка для достижения стабильности свойств во времени, причем для сильно деформированного марганца требуется температура отжига ниже, чем для менее деформированного [9, 37]. Для «классического» марганца при часто встречающихся степенях холодной деформации 50—70% следует рекомендовать отжиг при температуре $t = 500^\circ\text{С}$ с временем выдержки ~ 1 ч и медленным охлаждением.

В области температур, близких к точке Курнакова, при отжиге возможно образование К-состояния с характерным для него пониженным положительным или отрицательным значением температурного коэффициента α_{20} .

сплавов сопротивления на медной основе

% вес			Электрические свойства			Т. э. д. с. в паре с медью, мкВ/°С	Литературный источник
Ge	Sn	In	Удельное сопротивление $\rho \cdot 10^8 \text{ ом}\cdot\text{м}$	Температурный коэффициент сопротивления, град ⁻¹			
				$\alpha_{20} \cdot 10^6$	$\beta \cdot 10^4$		
—	—	—	$\sim 0,43$	$\pm 1,0$	$-0,50$	1,0	[14]
—	—	—	0,50	$0,1+0,2$	$-0,32$	$-0,2$	[7]
—	—	—	0,45	$\pm 0,2$	$-0,35$	$-0,3$	[7]
—	3	—	0,32	$+0,03$	$-0,10$	$-1,1$	[7]
—	—	—	0,45	0,56	—	$-0,3$	[4], [7]
—	—	—	—	$\pm 1,0$	$-0,30$	—	[7]
—	—	—	$\sim 0,47$	$-0,2-+1,0$	—	1,0	[12]
—	—	—	$\sim 0,42$	0,2	$-0,40-+0,50$	$-0,5$	[9]
0,45-+0,50	—	—	0,42-+0,45	$\pm 0,1$	$-0,30-+0,50$	$\pm 0,4$	[9]
0,3-0,5	—	—	0,42-+0,45	$\pm 0,1$	$-0,30-+0,40$	0,2-0,4	[9]
0,7	—	—	0,37	$\pm 0,1$	$-0,35$	0,0	[9]
—	0,32	—	—	—	—	—	[9]
—	—	1-3	—	—	—	—	[9]

Время выдержки и скорость охлаждения выбирают из условий проведения полной рекристаллизации в образцах [37] и получения небольшого отрицательного значения коэффициента α_{20} . При этом необходимо учитывать диаметр или толщину обрабатываемого материала, поскольку процессы упорядочения, протекающие в мanganине, зависят от размерного фактора.

После рекристаллизационного отжига образцы сплавов обрабатывают для достижения стабильности их электрических свойств во времени. С этой целью отожженный мanganин выдерживают вначале примерно 100—300 ч при температуре 100—150° С для приведения его в равновесное состояние при этой температуре (см. выше), а затем несколько месяцев — в области рабочих температур. Обрабатывать образцы на стабильность при температуре 100—150° С следует в нейтральных полиорганосилоксановых жидкостях [38], например ФМ-1322. Равновесное состояние, соответствующее рабочим температурам, можно получить и ускоренным путем, используя температуры выше 100—150° С, о чем свидетельствуют, например, максимумы начального участка хода кривых на рис. 3. Но это обстоятельство требует, однако, весьма точно отработанной технологии производства.

Заключение

Рассмотрены основные теоретические положения легирования и термической обработки, определяющие высокие свойства новых сплавов типа «мanganин», и приведены их составы и свойства.

В целях дальнейшего улучшения уникальных свойств сплавов типа «мanganин», наряду с вопросами о стабильности, высокой коррозионной устойчивости и другими, следует стремиться к получению малого значения температурного коэффициента электрического сопротивления β . При малом β значительно упрощается окончательная технологическая обработка, что особенно важно в массовом производстве для получения хорошо воспроизводимых малых значений температурного коэффициента α_{20} .

Литература

1. Westons new alloy for electrical conductors. *Electrical worlds*, 1888, v. 12, p. 39.
2. Feussner K., Lindeck St. *Wiss. Abh. Phys. — Techn. Reichsanst.* II, 1895, S. 503.
3. Жемчужный С. Ф., Погодин С. А., Финкейзен В. А., Немилев В. А. Сплавы высокого электросопротивления. «Материалы для изучения естественных производительных сил России», 1924, № 49, изд-во АН СССР.
4. Жемчужный С. Ф. и Погодин С. А. Сплавы для электрических измерительных и нагревательных приборов. Госхимиздат, 1928.
5. Жемчужный С. Ф. и Погодин С. А. Физические свойства и термическая обработка сплавов типа мanganина. Труды института металлов, вып. 8. ОНТИ, 1930.
6. Погодин С. А. Проводниковые и реостатные сплавы. ОНТИ, 1963.
7. Schulze A. *Metallische elektrische Widerstands werkstoffe*. Berlin, 1949.
8. Kimura S., Jisawa L. *Phys. Rev.*, v. 20, p. 441, 1922.
9. Хираяма Х. Исследование прецизионных материалов сопротивления. «Исследование электротехнической лаборатории», № 618, Токио, 1961.
10. Arnold A. *The Proceedings of Inst. E. E.*, 1953, v. 100, № 75.
11. Усов В. В., Займовский А. С. Проводниковые, реостатные и контактные материалы. Госэнергоиздат, 1957.
12. ГОСТ 10155—62.
13. Петерсон С. Сплавы для прецизионных сопротивлений. Сб. «Точные электрические измерения». Изд-во иностр. лит., 1959.
14. Проспект фирмы «Isabellen—Hütte Heusler K-G», 1957.

15. Ямамото Х. Мanganioвая проволока для точных сопротивлений. «Металл», 1956, т. 26, № 10.
16. Thomas J. L. Circular 470, NBS, 1948.
17. Салли А. Марганец (Пер. с англ.) Металлургиядат, 1959.
18. Scheil E., Wachtel E. Magnetische Messungen im System Kupfer—Mangan. Z. f. Metallkunde; 1957, В. 48, Н. 11.
19. Соколовская Е. М., Григорьев А. Г., Смирнова Е. М. О превращениях в твердом состоянии в сплавах системы медь—марганец, богатых медью. Журнал неорганической химии, 1962, № 11, стр. 2636.
20. Жданов Г. С. Физика твердого тела. 1962. Изд. МГУ.
21. Valentinier S., Becker G. Z. Phys., 1933, В. 80, S. 735.
22. Rasmann H.—G. Ordnungsvorgänge in Legierungen. Akademie—Verlag, Berlin, 1962, S. 37—74.
23. Thomas H. Z. Phys., 1951, В. 129, S. 219.
24. Попов Л. Е., Суховаров В. Ф., Панова Л. М. и Сакова М. П. Сб. научных докладов по теории жаропрочности металлов и сплавов. М., ВПА, 1963.
25. Семенова Н. В. К вопросу об аномалии электрического сопротивления сплава Ni₂Cr. Труды ЦНИИЧМ, вып. 22. Металлургиядат, 1959, стр. 226—247.
26. Nordheim R., Grant N. J. Inst. Metals, 1953/54, 12, 440.
27. Saito Hideo, Morita Hiroaki. Sei Repts. Res. Insts. Tohoku Univ. 1966. A 18, Suppl, 70—83.
28. Массальский Т. В. Теория фаз в сплавах. Пер. с англ. Металлургиядат, 1961.
29. Месъкин В. С. Основы легирования стали. «Металлургия», 1964.
30. Аптекарь И. Л. К вопросу о природе К-состояния в сплавах. Труды ЦНИИЧМ, в. 22. Металлургиядат, 1959, стр. 177—182.
31. Какушадзе Т. И. Электронная теория металлов. Тбилиси, 1954.
32. Köster W., Schüle W. Leitfähigkeit und Hallkonstante. Z. f. Metallkunde, 1957, В. 48, Н. 11.
33. Киттель Ч. Введение в физику твердого тела. Пер. с англ. Физматгиз, 1963.
34. Хансен М., Андерко К. Структуры двойных сплавов. Справочник, пер. с англ. Металлургиядат, 1962.
35. Юм-Розери В., Рейнор Г. В. Структура металлов и сплавов. Металлургиядат, 1959.
36. Корнилов И. Н., Матвеева Н. М., Прякина Л. И., Полякова Р. С. Металлохимические свойства элементов периодической системы. «Наука», 1966.
37. Józewicz S. Wykresy rekrytalizacji manganinu. «Rudy i metale pniez», 1966, 11, № 9, 452—455.
38. Полнорганосилоксановые жидкости. № 45. ВДНХ, Госхимиздат, 1959.

Поступила в редакцию
15/V 1968 г.

ПОГРЕШНОСТИ ОТ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПРОЦЕССОВ
В МОСТАХ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЙ
ВЫСОКООМНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Четырех- и двухплечные мосты (рис. 1) принципиально можно использовать для измерений сопротивлений до 10^{16} ом [1, 2]. Однако при измерении сопротивлений свыше 10^{11} — 10^{12} ом возникают трудности, связанные с наличием нестационарных процессов, которые вызваны существованием поляризационных токов [3] в диэлектриках, используемых в качестве изоляторов, и паразитными емкостями элементов мостовой цепи. Наличие тока поляризации приводит к непрерывному изменению сопротивления диэлектриков (рис. 2) во времени. Время поляризации зависит от структуры диэлектрика и может достигать 10^6 сек [3].

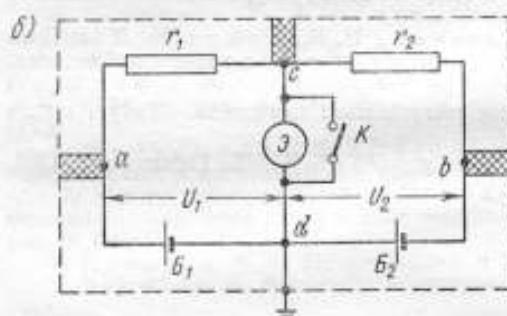
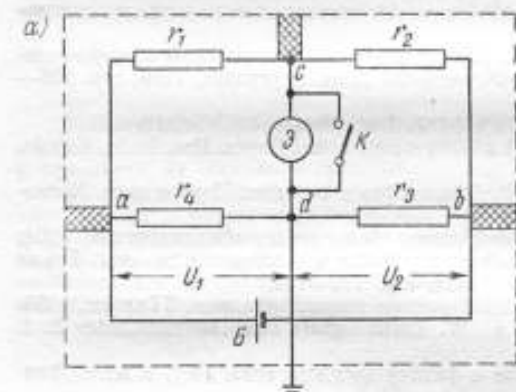


Рис. 1. Схемы четырехплечного (а) и двухплечного (б) мостов для измерений высокоомных сопротивлений.

r_1 и r_2 — измеряемый и образцовый высокоомные резисторы; r_3 и r_4 — низкоомный делитель напряжения (плечи отношения) четырехплечного моста (а); B — источник питания моста (а); B_1 и B_2 — источники питания (плечи отношения) двухплечного моста (б); \mathcal{E} — электрометр (нулевой индикатор).

После отключения внешнего напряжения поляризованный диэлектрик становится источником э. д. с. Если замкнуть накоротко электроды диэлектрика, то потечет поляризационный ток обратного направления, непрерывно падающий до нуля. Время протекания этого тока может достигать нескольких месяцев в за-

висимости от материала диэлектрика, времени предварительной выдержки под напряжением и его проводимости.

Процессы поляризации диэлектриков могут оказать существенное влияние на продолжительность нестационарных процессов в мостах для измерения высокоомных сопротивлений. Токи поляризации особенно опасны тогда, когда они накладываются на малый ток, протекающий через высокоомный объект измерения r_1 и образцовую меру r_2 , поскольку могут вызвать значительную погрешность измерения. В мостах рис. 1 [1, 2] наибольшее влияние на продолжительность и результат измерения оказывают поляризационные токи изолятора узловой точки c . Поляризационные токи изоляторов a и b мостовой цепи практически не влияют на результат измерения, так как они замыкаются по низкоомным плечам r_4 и r_3 четырехплечего моста или источника B_1 и B_2 двухплечего моста.

В условиях измерения высокоомных сопротивлений при ощутимом влиянии нестационарных эффектов предпочтительна следующая методика измерения:

1) ключ K замкнут. Мост подготовлен к измерительному процессу;

2) размыкаем ключ K на короткий промежуток времени $t_n = 1 \div 10$ сек. Замечаем направление отклонения указателя электрометра \mathcal{E} ;

3) замыкаем ключ K . Изменяем сопротивление регулируемого плеча r_4 четырехплечего моста рис. 1а или напряжение U_2 источника B_2 двухплечего моста рис. 1б;

4) размыкаем ключ K . Вновь наблюдаем за движением указателя электрометра и т. д.

Указанные операции повторяем до полного равновесия моста, т. е. до того момента, когда размыкание и замыкание ключа K не будет вызывать смещения указателя с нулевой отметки шкалы.

Отличие предлагаемой методики от общепринятой состоит в том, что процесс уравнивания происходит в основном при замкнутом ключе K . При размыкании ключа экспериментатор отмечает лишь направление движения указателя нулевого индикатора для того, чтобы знать, увеличивать или уменьшать сопротивление регулируемого плеча r_4 моста. Эта методика позволяет практически устранить влияние поляризационных токов в высокоомной части моста (плечи r_1 и r_2), так как изолятор узловой точки с большую часть времени зашунтирован накоротко ключом K . В процессе измерения при размыкании ключа K на короткий промежуток времени t_n напряжение на этом изоляторе медленно изменяется от нуля до нескольких милливольт, а затем вновь падает до нуля при замыкании ключа.

Описанная методика применима к мостам для измерения высокоомных сопротивлений [1, 2], в которых используют нулевые индикаторы как с несимметричным (электрометры, ламповые усилители постоянного тока), так и с симметричным входом (гальванометры, специальные виды усилителей).

Оценим теперь влияние неустранимых паразитных емкостей мостовой цепи на результат измерения, связав его с параметрами цепи и временем наблюдения t_n . Принцип измерения у четырехплечего и двухплечего мостов один и тот же, различие мостов заключается лишь в устройстве плеч отношения. Поэтому выводы, полученные при рассмотрении нестационарных процессов более распространяемого четырехплечего моста, в равной степени применимы и для двухплечего.

На рис. 3 показана схема четырехплечего моста с указанием паразитных емкостей, которые будем полагать сосредоточенными. При замыкании ключа K нестационарные явления в высокоомной части цепи, состоящей из плеч r_1 и r_2 и электрометра \mathcal{E} , протекают практически мгновенно. При размыкании ключа K у неуравновешенного моста происходит перераспределение электрических за-

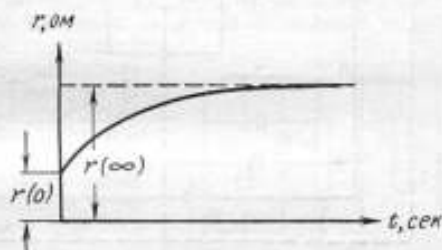


Рис. 2. Зависимость сопротивления r диэлектрика от времени выдержки t под постоянным напряжением.

$r(0)$ — сопротивление диэлектрика в момент включения, $t = 0$; $r(\infty)$ — установившееся значение сопротивления диэлектрика (при $t \rightarrow \infty$).

рядов емкостей C_1 и C_2 и начнет заряжаться емкость входной цепи C_0 электрометра и монтажная емкость C_e между узловой точкой c и экраном моста. Если мост уравновешен, то замыкание ключа K не вызывает перезаряда емкостей C_1 и C_2 , а напряжения на емкостях C_0 и C_e остаются равными нулю. Емкости C_a ,

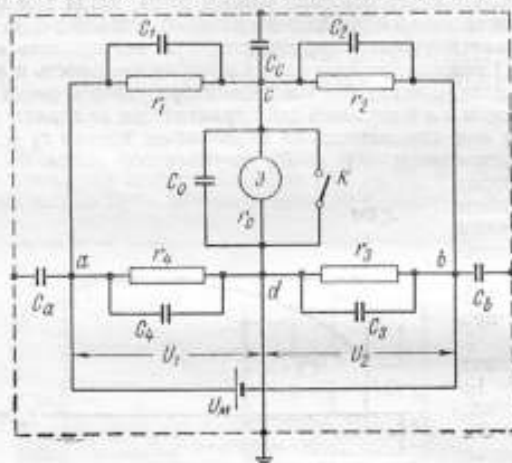


Рис. 3. Схема четырехплечего моста с указанием паразитных емкостей.

C_{1-4} — емкости плеч моста; C_a, C_b, C_c — емкости между точками a, b, c моста и экраном; r_0 и C_0 — входное сопротивление и емкость электрометра.

C_b, C_3 и C_4 , относящиеся к низкоомной части моста, практически не влияют на нестационарные процессы, так как при размыкании и замыкании ключа K напряжения на них остаются неизменными. Пренебрегая этими емкостями, получим эквивалентную схему моста рис. 4.

Постоянную времени цепи τ можно найти простым способом [4]. Положим равной нулю э. д. с. источника питания B моста. Пренебрегая сопротивлениями низкоомных плеч r_4 и r_3 и внутренним сопротивлением источника B по сравнению с сопротивлениями r_1, r_2 и r_0 , получим схему рис. 5. Постоянную времени цепи рис. 5 запишем [4] в виде

$$\tau = \frac{r_1 r_2 r_0 (C_1 + C_2 + C_0 + C_e)}{r_1 r_2 + r_0 r_1 + r_0 r_2} \quad (1)$$

Зависимость напряжения на входных полюсах электрометра от времени t при размыкании ключа K найдем [4] по формуле

$$U_0(t) = U_0 (1 - e^{-t/\tau}), \quad (2)$$

где U — установившееся значение напряжения при $t \rightarrow \infty$.

Из формулы (2) следует, что в мосте, обладающем несколькими паразитными емкостями, нестационарный процесс имеет простую экспоненциальную зависимость, в состав которой входит всего одна постоянная времени τ .

Зная чувствительность электрометра к напряжению SU , найдем, что при размыкании ключа K движение указателя идеального безынерционного электрометра подчиняется закону

$$\alpha(t) = SUU_0 (1 - e^{-t/\tau}), \quad (3)$$

где $\alpha(t)$ — зависимость угла отклонения от времени t .

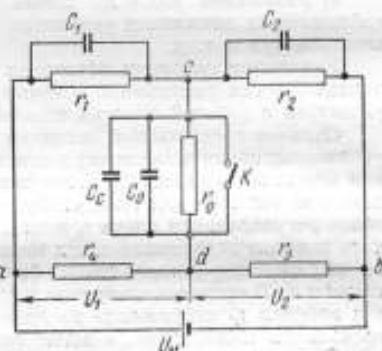


Рис. 4. Эквивалентная схема четырехплечего моста.

U_M — напряжение питания моста.

Если учитывать инерционность электрометра и характеризовать ее постоянной времени τ_0 , то, используя интеграл Дюамеля [5], зависимость отклонения указателя электрометра от времени t запишем в виде

$$\alpha(t) = S_U U_0 \left[(1 - e^{-t/\tau}) + \frac{\tau_0}{\tau - \tau_0} (e^{-t/\tau} - e^{-t/\tau_0}) \right]. \quad (4)$$

При равенстве постоянных времени τ моста и τ_0 электрометра формула (4) имеет неопределенность. Раскрывая ее по правилу Лопиталья, получим

$$\alpha(t) = S_U U_0 \left[1 - \left(1 + \frac{t}{\tau} \right) e^{-t/\tau} \right]. \quad (5)$$

Найдем погрешность измерения сопротивления r_1 (рис. 1), вызванную влиянием нестационарных процессов. Пусть максимальное время наблюдения за движением указателя электрометра не превышает $t_n \leq 10$ сек. Если в течение этого времени отклонение указателя не превысит $\alpha = \pm 1$ дел., то полагаем, что процесс уравнивания закончен. Из-за влияния нестационарных процессов вместо значения r_1 измерим $r_1 + \Delta r_1$, где Δr_1 — абсолютная погрешность измерения сопротивления резистора r_1 . Для определения относительной погрешности резистора r_1 воспользуемся известной формулой [6]

$$I_0 = \frac{U_M}{r_1} \cdot \frac{\Delta r_1}{r_1} \left\{ \frac{1}{(1+k) \left[n \left(\frac{k+1}{k} \right) + (1+m) \right]} \right\}, \quad (6)$$

связывающей установившийся ток в нулевом индикаторе I_0 с относительным изменением $\Delta r_1/r_1$, сопротивления измеряемого плеча r_1 предварительно уравновешенного моста. В уравнении (6) безразмерные коэффициенты [6] равны

$$k = \frac{r_2}{r_1}, \quad m = \frac{r_3}{r_1}, \quad n = \frac{r_0}{r_1}. \quad (7)$$

Пренебрегая коэффициентом m (так как $m < 10^{-5}$) и принимая во внимание, что напряжение на входных полюсах электрометра равно $U_0 = r_0 I_0$, получим

$$U_0 = U_M \frac{\Delta r_1}{r_1} \cdot \frac{1}{(k+1) \left(1 + \frac{1}{k} + \frac{1}{n} \right)}. \quad (8)$$

Так как применяемые на практике электрометры имеют постоянную времени $\tau_0 = 0,5 \div 2$ сек, то при рассмотрении погрешности от нестационарных процессов в мостах с большой постоянной времени τ можно пользоваться формулой (3). Разрешая уравнение (8) относительно $\Delta r_1/r_1$ и учитывая формулу (3), после несложных преобразований получим выражение для погрешности измерения сопротивления r_1 в виде

$$\delta = \frac{\Delta r_1}{r_1} = \frac{\alpha(t)(k+1)}{S_U U_M (1 - e^{-t/\tau})} \left(1 + \frac{1}{k} + \frac{1}{n} \right). \quad (9)$$

Подставим в выражение (9) вместо переменной t время наблюдения t_n , а вместо $\alpha(t)$ — соответствующее значение α_n . Так как отношение t_n/τ мало по сравнению с единицей, то, разлагая $e^{-t/\tau}$ в ряд, можем формулу (9) упростить и записать в виде

$$\delta = \frac{\Delta r_1}{r_1} = \frac{\alpha_n \tau (k+1)}{S_U U_M t_n} \left(1 + \frac{1}{k} + \frac{1}{n} \right). \quad (10)$$

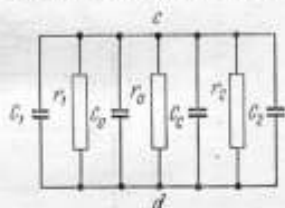


Рис. 5. Упрощенная эквивалентная схема моста.

С учетом выражений (7) преобразуем формулу (1) для постоянной времени

$$\tau = \frac{r_1 (C_1 + C_2 + C_0 + C_c)}{1 + \frac{1}{k} + \frac{1}{n}} \quad (11)$$

Тогда выражение (10) запишем иначе:

$$\delta = \frac{\Delta r_1}{r_1} = \frac{r_1 (k+1) \alpha_n}{S U U_{\text{мн}}} (C_1 + C_2 + C_0 + C_c) \quad (12)$$

Формула (12) позволяет определить относительную погрешность измерения сопротивления резистора r_1 в зависимости от параметров моста и времени измерения. В практике измерений высокоомных сопротивлений отношение плеч

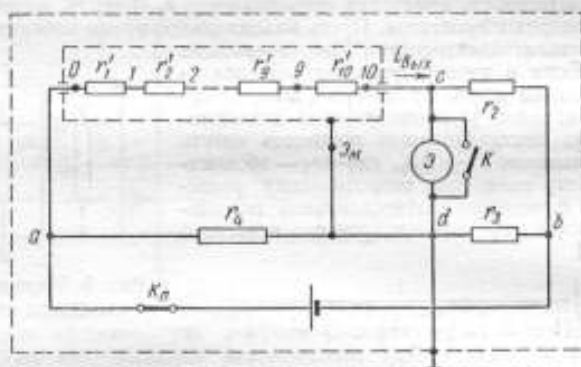


Рис. 6. Схема включения переходной экранированной меры сопротивления в мостовую цепь.

Z_n — зажим, связанный с экраном десятисекционной меры;
 $I_{\text{вых}}$ — ток на выходе десятисекционной меры.

$k = r_2/r_1$ выбирают в пределах $1 \div 0,001$. В этих условиях наибольшая погрешность измерения r_1 будет при $k = 1$ ($r_1 = r_2$), что связано с ростом относительного влияния сопротивления плеча r_2 на длительность нестационарных процессов в высокоомной части моста.

Полученные результаты дают возможность определить верхний предел измерений сопротивлений мостов. Применение электрометра с чувствительностью $S U \geq 10^4$ дел/в и входной емкостью $C_0 \approx 30_{\text{пф}}$ при условии, что суммарная емкость $C_1 + C_2 + C_c \leq 70$ пф и напряжение источника тока $U_m = 100$ в при времени наблюдения $t_m = 10$ сек позволяет измерять сопротивление с погрешностью не более $\pm 1\%$ вплоть до 10^{10} ом.

Представляет интерес определить время нестационарного процесса в высокоомных переходных десятисекционных мерах сопротивления [7]. Одна из схем включения экранированной переходной меры в мостовую цепь показана на рис. 6. Анализ нестационарных процессов, возникающих при размыкании ключа K моста связан с большими математическими трудностями, поскольку отсутствует симметрия в расположении паразитных емкостей. Облегчить расчет можно, сделав следующие допущения. Пусть, согласно предложенной методике, ключ K , шунтирующий электрометр Z , замкнут. Замыкая ключ K_n в цепи источника питания, мгновенно подаем напряжение U_a на полюсы θ и 10 переходной меры. Тогда эквивалентную схему включения меры под напряжение U_a с учетом ее паразитных емкостей можно представить рис. 7. Будем полагать, что сопротивление всех секций и емкости между зажимами $\theta, \dots, 10$ и экраном Z_n переходной меры соответственно равны друг другу, т. е.

$$r_1 = r_2 = \dots = r_9 = r_{10} = r \text{ и } C_1 = C_2 = \dots = C_9 = C_{10} = C.$$

Емкость C_{10} замкнута накоротко ключом K и ее можно исключить из рассмотрения. При этих допущениях электрическую цепь меры рассматриваем как цепь каскадно соединенных четырехполюсников. В общем случае, при четном числе четырехполюсников, равном n , ток на выходе $i_{\max}(t)$ определим [8] по формуле

$$i_{\max}(t) = -\frac{U_a}{nr} \left[1 + (-1)^n \exp\left(-\frac{t}{\frac{Cr}{4}}\right) + 2 \sum_{m=1}^{n-1} (-1)^m \exp\left[-\frac{t}{\frac{Cr}{2} \left(1 - \cos \frac{m\pi}{n}\right)}\right] \right], \quad (13)$$

где $m = 1, 2, \dots, (n-1)$.

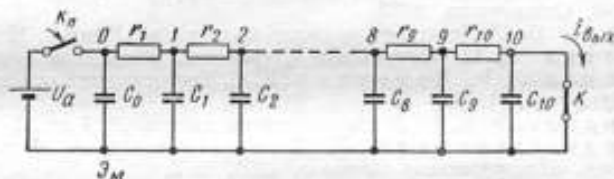


Рис. 7. Эквивалентная схема включения переходной меры.

Определим в качестве примера время нестационарного процесса для десяти-секционной меры $10 \cdot 10^{12}$ ом типа МСПГ-7 (ВНИИМ). Измеренное значение емкости между замкнутыми накоротко зажимами 0, 1, ..., 10 и экраном оказалось равным 120 пф. Полагая, что эта емкость равномерно распределяется между всеми зажимами меры, получим $C = 11$ пф.

Для десятисекционной меры ($n = 10$) формула (13) принимает вид:

$$i_{\max}(t) = -\frac{U_a}{10r} \left[1 + e^{-t/T} + 2 \sum (-1)^m e^{-t/\tau_m} \right], \quad (14)$$

$$\text{где } \tau_m = \frac{Cr}{2} \left(1 - m \frac{\pi}{10} \right) \text{ и } T = \frac{Cr}{4}.$$

Придавая m значения 1, 2, ..., 9, получим девять значений постоянной времени τ_m . Для рассматриваемой меры МСПГ-7 эти постоянные лежат в пределах от $\tau_1 = 0,28$ до $\tau_9 = 10,7$ сек. Анализируя уравнение (14), нетрудно видеть, что при $t \geq 2\tau_9$ зависимость выходного тока во времени можно выразить приближенно

$$i_{\max}(t) \approx -\frac{U_a}{10r} (1 - 2e^{-t/\tau_9}).$$

Тогда сопротивление меры r_M изменяется по закону

$$r_M(t) = \frac{U_a}{i_{\max}(t)} \approx 10r (1 + 2e^{-t/\tau_9}).$$

Погрешность от нестационарного процесса определяем по формуле

$$\delta_2 = 2e^{-t/\tau_9}.$$

При наперед заданной погрешности δ_2 время протекания нестационарного процесса

$$t \approx \tau_9 \ln \left(\frac{2}{\delta_2} \right) = 0,98Cr \ln \left(\frac{2}{\delta_2} \right).$$

Для меры МСПГ-7 при $\delta_2 = 0,1\%$ время нестационарного процесса $t = 81$ сек, а при $\delta_2 = 1\%$ время $t = 57$ сек.

Эти значения в пределах погрешности опыта находятся в хорошем согласии с экспериментальными данными. Полученные результаты исследования переходных мер позволяют прийти к выводу, что одним из ограничивающих факторов для создания переходных мер свыше $10 \cdot 10^{12}$ ом является чрезмерная длительность нестационарного процесса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Теплинский А. М. Погрешности измерения высокоомных сопротивлений с помощью мостов постоянного тока. «Измерительная техника», 1966, № 5.
2. Теплинский А. М. Двухплечий мост и возможности его применения для измерения высокоомных сопротивлений. Труды институтов Комитета, вып. 74 (134), Стандартгиз, 1963.
3. Сажин Б. И. Электропроводность полимеров. «Химия», 1964.
4. Ицхоки Я. С. Импульсные устройства. «Советское радио», 1959.
5. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. «Энергия», 1966.
6. Карандеев К. Б. Мостовые методы измерений. Киев, ГИТЛ, 1953.
7. Рождественская Т. Б., Жутовский В. Л. Меры большого сопротивления. «Измерительная техника», 1968, № 3.
8. Поливанов К. М., Яхинсон Б. И. К расчету неустановившегося режима в цепных схемах. «Электричество», 1948, № 4.

Поступила в редакцию
20/V 1968 г.

УДК 621.382.072.2.088 : 546.28

П. И. ГОРЮНОВ, И. В. ХАХАМОВ
ВНИИМ

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ОБРАЗЦОВОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ КРЕМНИЕВЫХ СТАБИЛИТРОНОВ

Во ВНИИМ разработана, исследована и в настоящее время успешно эксплуатируется образцовая установка для определения характеристик и параметров кремниевых стабилитронов (КС) в среде движущегося трансформаторного масла

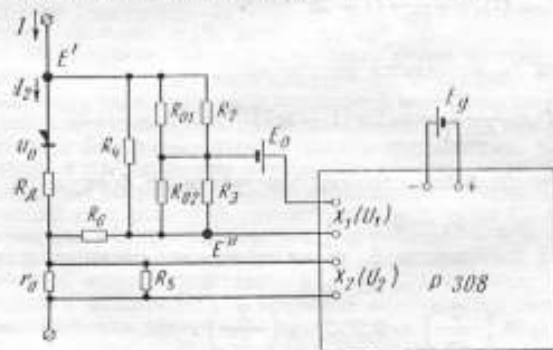


Рис. 1. Принципиальная схема измерения напряжения стабилизации стабилитрона.

[1]. Установка позволяет одновременно исследовать 20 однотипных стабилизаторов, рабочий ток которых можно плавно менять от 7 до 20 *ма*. Вообще же она дает возможность исследовать стабилизаторы шести типов с изменением напряжения стабилизации U_c в пределах 7,2—14,3 *в*.

Стабилизаторы можно исследовать в широком диапазоне температур от -60 до $+120^\circ\text{C}$ с помощью трех термостатированных объемов: термостатов ТМ-5 на 20°C и ТМ-6 на $30-120^\circ\text{C}$ и криостата на -60 до $+10^\circ\text{C}$.

Постоянство температуры жидкой среды в термостатированных объемах достигает $\pm 0,01^\circ\text{C}$, несмотря на то, что исследуемые 20 стабилизаторов выделяют собственное тепло за счет потребляемой ими мощности (до 5 *вт*).

Установка выполнена по дифференциальной схеме с делителем напряжения и одним нормальным элементом в цепи сравнения [2].

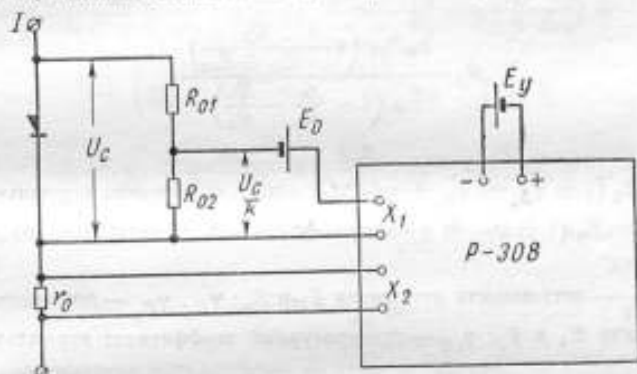


Рис. 2. Эквивалентная схема измерения напряжения стабилизации стабилизатора.

На рис. 1 изображена упрощенная схема установки для измерения напряжения стабилизации стабилизатора, а на рис. 2 — ее эквивалентная схема с учетом влияния динамического сопротивления диода, токов утечек через изоляцию соединительных проводов, сопротивления этих проводов и т. э. д. с.

В статье приняты следующие обозначения:

- U_0 — напряжение на «идеальном» стабилизаторе с нулевым динамическим сопротивлением;
- R_d — динамическое сопротивление стабилизатора;
- I_d — ток, протекающий через стабилизатор;
- $U_c = U_0 + I_d R_d$ — выходное напряжение стабилизатора;
- $R_{01} + R_{02}$ — делитель напряжения (ДН) с номинальным коэффициентом деления $k = (R_{01} + R_{02})/R_{02}$;
- E_0 — опорный нормальный элемент;
- P-308 — компенсатор для измерения разности э. д. с. нормального элемента E_0 и напряжения на выходе ДН;
- E_y — установочный нормальный элемент;
- R_0 и R_4 — соответственно сопротивление проводов, разъемов и переключателей, соединяющих стабилизатор с ДН, и сопротивление их изоляции;
- E' — т. э. д. с. в цепи стабилизатора и этих проводов, разъемов и переключателей;
- E'' — т. э. д. с. в цепи E_0 ;
- R_2, R_3 — сопротивление изоляции проводов, соединяющих ДН с E_0 , а также сопротивление изоляции нормального элемента E_0 ;
- r_0 — образцовое сопротивление;

X_1 — зажимы компенсатора, к которым подают напряжения U_1 , равное разности э. д. с. E_0 и выходного напряжения ДН;

X_2 — зажимы компенсатора, к которым подают напряжение U_2 на образцовом сопротивлении r_0 ;

R_0 — сопротивление изоляции, шунтирующей r_0 .

Упрощенное уравнение схемы рис. 2 при температуре t имеет вид:

$$U_{ot} = k_t (E_{ot} + k_{1t} E_{yt} \pm E^*) \left(1 + \frac{R_{ot}}{R_{o1} + R_{o2}} \right) \cdot \left(1 - \frac{R_{o1}}{R_2} + \frac{R_{o2}}{R_3} \right) \pm E' - R_d \frac{k_{2t} E_{yt} \left(1 - \frac{R_k}{R_{o1} + R_{o2}} \right)}{r_{ot} \left(1 - \frac{r_0}{R_3} - \frac{R_k}{R_4} \right)}, \quad (1)$$

где $E_{ot} = E_0 (1 + \gamma_{E_0} + \dot{\gamma}_{E_0} + \gamma_{tE} \Delta t_1)$ — э. д. с. опорного нормального элемента; $E_{yt} = E_y (1 + \gamma_{E_y} + \dot{\gamma}_{E_y} + \gamma_{tE} \Delta t_1)$ — э. д. с. установочного нормального элемента;

$\gamma_{E_0}, \gamma_{E_y}$ — погрешности аттестации E_0 и E_y ; $\dot{\gamma}_{E_0}, \dot{\gamma}_{E_y}$ — погрешности из-за нестабильности E_0 и E_y ; γ_{tE} — температурный коэффициент нормальных элементов;

$$k_{1t} = k_1 (1 + \gamma_n + \gamma_{nt} \Delta t_2) = \frac{U_1}{E_y};$$

$$k_{2t} = k_2 (1 + \gamma_n + \gamma_{nt} \Delta t_2) = \frac{U_2}{E_y};$$

γ_n, γ_{nt} — погрешность и температурный коэффициент компенсатора Р-308 (при изменении температуры не более, чем на $\pm 2^\circ \text{C}$, $|\gamma_n + \gamma_{nt} \Delta t_2| \leq 0,002\%$);

$$k_t = k (1 + \gamma + \gamma_t \Delta t_1);$$

γ, γ_t — погрешность и температурный коэффициент делителя напряжения ДН;

$$R_{ot} = R_0 (1 + \alpha \Delta t_2); \quad \alpha = 0,4 \text{ проц/град};$$

$$r_{ot} = r_0 (1 + \gamma_r + \dot{\gamma}_r + \gamma_{tr} \Delta t_2);$$

$\gamma_r, \dot{\gamma}_r, \gamma_{tr}$ — погрешность аттестации, погрешность из-за нестабильности и температурный коэффициент образцового сопротивления r_0 ; $R_k = \frac{U_0}{I_d}$ — статическое сопротивление стабилитрона; $\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3$ — отклонение температуры от номинальной соответственно: в термостате — для нормальных элементов и делителя, в комнате и термостате — для стабилитрона.

После упрощений, с учетом того, что $E^* \ll E_0$; $E' \ll U_0$; $R_0 \ll R_0 + R_{02}$; $R_0 + R_{02} \ll R_2 + R_3$; $r_0 \ll R_0$; $E_y \approx E_0$; $k \approx 10$; $k < 0,2$; $k_2 \approx 0,1 \div 0,2$; $R_x \approx 20 \text{ ом}$; $r_0 = 10 \text{ ом}$, уравнение (1) примет вид:

$$\begin{aligned} \frac{U_0}{(E_0 + k_1 E_y)k - R_x \frac{k_2 E_y}{r_0}} &= 1 + \gamma_{E_0} + k_1 (\gamma_n + \gamma_{E_y}) \pm \frac{E'}{E_0 + k_1 E_y} + \\ &+ \gamma + \frac{R_0}{R_{01} + R_{02}} - \frac{R_{01}}{R_2} + \frac{R_{02}}{R_3} \pm \frac{E'}{k E_0 (1 + k_1)} - \\ &- \frac{k_2 R_x}{k_1 (1 + k_1) r_0} \left(\gamma_n + \gamma_{E_y} + \gamma_r - \frac{r_0}{R_x} - \frac{R_k}{R_{01} + R_{02}} \right) + \\ &+ \left(\gamma_{IE} + k_1 \gamma_{IE} + \gamma_t - \frac{k_2 R_x}{k r_0} \gamma_{IE} \right) \Delta t_1 + \\ &+ \left[k_1 \gamma_{in} + \frac{R_0}{R_{01} + R_{02}} \alpha - \frac{k_2 R_x}{k r_0} (\gamma_{in} - \gamma_{tr}) \right] \Delta t_2 + \gamma_{IX} \Delta t_3. \end{aligned}$$

Из уравнения (2) следует, что погрешность измерения можно оценить по формуле

$$\beta_c = \sum_{i=1}^{19} \beta_i.$$

Предельные значения погрешностей β_i даны в таблице.

Другими составляющими можно пренебречь ввиду того, что они на 1—2 порядка меньше, чем указанные.

Если верить наиболее ответственным элементам схемы (такие как делитель напряжения и опорный нормальный элемент E_0) чаще, чем это предусмотрено нормативными документами, то составляющими β_2 и β_{10} можно пренебречь.

Составляющие $\beta_1, \dots, \beta_{19}$ в выражении (3) могут принимать любые положительные и отрицательные значения в указанных выше пределах ($\beta_{im}, \dots, \beta_{19m}$). Поэтому погрешность β_c может иметь различные значения при разных измерениях.

Среднее квадратическое значение погрешности β_c можно рассчитать с некоторым запасом, если полагать, что погрешности β_i распределены равномерно в пределах $-\beta_{im} < \beta_i < \beta_{im}$, т. е. что плотности вероятности имеют вид [3]

$$\rho_i = \begin{cases} \frac{1}{2\beta_{im}} & \text{при } |\beta_i| \leq \beta_{im} \\ 0 & \text{при } |\beta_i| > \beta_{im} \end{cases}.$$

В этом случае [4] среднее квадратическое значение составляющей β_i равно

$$\sigma_i = \frac{\beta_{im}}{\sqrt{3}}.$$

Легко убедиться, что составляющие β_i не коррелированы за исключением β_6 и β_{10} , а также β_5 и β_{19} .

Поэтому среднее квадратическое значение σ_c погрешности можно вычислить по формуле

$$\sigma_c = \sqrt{(\sigma_6 + \sigma_{10})^2 + (\sigma_5 + \sigma_{19})^2 + \sum_1^5 \sigma_i^2 + \sum_7^{15} \sigma_i^2 + \sum_{17}^{18} \sigma_i^2},$$

$$\sigma_c \approx 1,7 \cdot 10^{-4} \%$$

Значения погрешностей β_I

Обозначение β_I	Источник погрешности	Предельные значения β_{im}
β_1	Неточная аттестация E_0	$1 \cdot 10^{-4}$
β_2	Нестабильность E_0	$1 \cdot 10^{-4}$
β_3	Нестабильность температуры, где содержится E_0	$4 \cdot 10^{-5}$
β_4	($\Delta t_1 = \pm 0,01^\circ \text{C}$) Неточная аттестация E_y (при условии, что $K_{1\text{max}} = 0,2$)	$2 \cdot 10^{-5}$
β_5	Нестабильность E_y	$2 \cdot 10^{-5}$
β_6	Погрешность ($\pm 0,002\%$) компенсатора	$4 \cdot 10^{-4}$
β_{ii}	То же, при условии учета поправок компенсатора или при условии измерения близких по значению напряжений (например, при оценке стабильности и ТКН стабилитронов)	$(4-8) \cdot 10^{-5}$
β_7	Т. э. д. с. E'' в цепи E_0 (экспериментально установлено $E'' \leq 1 \cdot 10^{-6}$ в)	$1 \cdot 10^{-4}$
β_8	Т. э. д. с. E' в цепи исследуемого стабилитрона (экспериментально установлено $E' \leq 5 \cdot 10^{-6}$ в)	$5 \cdot 10^{-5}$
β_9	Неточная аттестация ДН	$1 \cdot 10^{-4}$
β_{10}	Нестабильность катушек ДН	$1 \cdot 10^{-4}$
β_{11}	Влияние нестабильности температуры на ДН ($\Delta t_1 = 0,01^\circ \text{C}$ и температурном коэффициенте до $2 \cdot 10^{-6}$)	$2 \cdot 10^{-5}$
β_{12}	Неточность ΔR_0 измерения сопротивления R_0 при $\frac{\Delta R_0}{R_0} \leq 10^{-3}$ и $R_0 \approx 1 \text{ ом}$	$1 \cdot 10^{-5}$
β_{13}	Влияние нестабильности комнатной температуры ($\Delta t_2 = \pm 2^\circ \text{C}$) на R_0	$8 \cdot 10^{-5}$
β_{14}	Влияние сопротивления изоляции $R_2 \approx R_3 = 10^{11}$	10^{-5}
β_{15}	Нестабильность температуры и ограниченная точность ее измерения ($\Delta t_3 = 0,01^\circ \text{C}$) в месте установки стабилитрона (при температурном коэффициенте напряжения стабилитрона $\alpha_n < 0,005 \text{ проц/град}$)	$5 \cdot 10^{-5}$
β_{16}	Неточность установки тока через стабилитрон	$4 \cdot 10^{-5}$
β_{17}	Неточная аттестация r_0 ($\gamma = 2 \cdot 10^{-4}\%$) и ее нестабильность ($1 \cdot 10^{-4}\%$ в год)	$1,2 \cdot 10^{-5}$
β_{18}	Влияние изменения температуры среды ($\Delta t_2 < 2^\circ \text{C}$) на r_0 (при температурном коэффициенте $< 5 \cdot 10^{-4} \text{ проц/град}$)	$2 \cdot 10^{-5}$
β_{19}	Влияние погрешности E_y на точность установки тока через стабилитрон	$4 \cdot 10^{-4}$

Величину σ_c можно использовать для оценки правильности проверки стабильности стабилитронов. Пусть, например, в результате проверки стабильности партии стабилитронов с допуском $\pm \Delta$ установлено, что отклонение выходного напряжения от первоначального распределено по нормальному закону со средним квадратическим значением отклонения σ .

Пользуясь таблицами [5] и значениями отношений Δ/σ и σ/σ_c , можно подсчитать вероятность пропуска нестабильных и бракования хороших стабилитронов.

При исследовании стабильности партии стабилитронов получено, что $\sigma = 5 \cdot 10^{-4}\%$. Если отбраковывать на этой партии стабилитроны по допуску

$\pm 1 \cdot 10^{-3}\%$, то, согласно данным работы [5], примерно один негодный стабилитрон из ста может быть признан годным, а два, по существу годных стабилитрона, могут быть признаны негодными.

При допуске $\pm 2 \cdot 10^{-3}\%$ количество пропущенных негодных стабилитронов уменьшается до 0,002%, а количество по существу годных, но забракованных, стабилитронов уменьшается до 0,01% от проверяемой партии.

При оценке точности измерения температурного коэффициента напряжения (ТКН) следует также обратить внимание на нестабильность образцовой аппаратуры. В этом случае следует учесть, что температуру масла, в котором находится стабилитрон, измеряют с предельной погрешностью $\gamma_T \leq \pm 0,01$ град и напряжения U_c измеряют два раза (при пониженной и при повышенной температуре). Средняя квадратическая погрешность измерения разности напряжений ΔU (при повышенной U_{c2} и пониженной U_{c1} температуре) равна

$$\sigma_{\Delta U} = \sigma(U_{c2} - U_{c1}) = \sqrt{2}\sigma_c,$$

а средняя квадратическая погрешность $\sigma_{\Delta T}$ измерения разности температур

$$\sigma_{\Delta T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \gamma_T.$$

Учитывая, что ТКН стабилитрона α_n вычисляют по формуле

$$\alpha_n = \frac{\Delta U}{\Delta T},$$

получим для вычисления средней квадратической погрешности σ_α измерения ТКН формулу

$$\sigma_\alpha = \sqrt{\frac{\sigma_{\Delta U}^2}{\Delta U^2} + \frac{\sigma_{\Delta T}^2}{\Delta T^2}} \quad \alpha_n = \frac{\sqrt{2\sigma_c^2 + \frac{2}{3}(\gamma_T \alpha_n)^2}}{\Delta T}.$$

При этом, если $\alpha_n < 5 \cdot 10^{-6}$, то $\sigma_\alpha \leq \frac{2,4 \cdot 10^{-6}}{\Delta T}$.

В частности, если $\Delta T = 10^\circ \text{C}$, то

$$\sigma_\alpha = 2,4 \cdot 10^{-7}.$$

Это означает, что с достоверностью 99% погрешность измерения ТКН не будет превышать

$$\Delta \alpha = \pm 2,6\sigma_\alpha = \pm 6 \cdot 10^{-7}.$$

Таким образом, в результате исследования установлено, что разработанная аппаратура позволяет определить нестабильность полупроводниковых стабилитронов со средней квадратической погрешностью $1,7 \cdot 10^{-6}$ и ТКН стабилитронов — с предельной погрешностью около $1 \cdot 10^{-6}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горюнов П. Н., Хахамов И. В. Новая образцовая аппаратура для исследования кремниевых стабилитронов. «Измерительная техника», 1968, № 1.
2. Горюнов П. Н. Анализ погрешностей схем для точного измерения стабильности выходного напряжения стабилитронов. Труды институтов Госкомитета, вып. 82 (142), Изд-во стандартов, 1965.

3. Churchill Eisenhart. Realistic Evolution of the Precision and Accuracy of Instrument Calibration Systems, J. of Res. NBS; 1963, v. 67C, № 2.

4. Смирнов Н. В., Душин-Барковский И. В. Краткий курс математической статистики для технических приложений. Физматгиз, 1959.

5. Долгинский Е. Ф. Анализ результатов поверок мер и приборов. «Измерительная техника», 1958, № 3.

Поступила в редакцию
15/V 1968 г.

УДК 621.382.072—555.621

П. И. ГОРЮНОВ, В. М. ШИШКИН
ВНИИМ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ, ТЕПЛОВЫЕ И ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕРМОКОМПЕНСИРОВАННЫХ СТАБИЛИТРОНОВ ТИПА Д818

Экспериментальные характеристики термокомпенсированных стабилитронов типа Д818 рассмотрены в литературе недостаточно полно [1, 2]. В настоящее время разработана высокоточная аппаратура для более полного и точного исследования этих стабилитронов [3, 4]. Обобщение полученного авторами с помощью этой аппаратуры экспериментального материала дает возможность привести соображения, позволяющие определять некоторые важные характеристики стабилитронов без предварительных исследований.

Так как стабилитроны в образцовых мерах работают при малых приращениях тока и окружающей температуры, то можно выразить выходное напряжение стабилитрона в виде простого математического уравнения.

Общее выражение нестабильности выходного напряжения

Нестабильность выходного напряжения кремниевого стабилитрона зависит от изменения рабочего тока I через стабилитрон, температуры $p-n$ -перехода T_i и нестабильности параметров стабилитрона во времени t .

В общем виде напряжение стабилизации U_c выражается, как

$$U_c = F(I, T_i, t). \quad (1)$$

При малых изменениях тока I , небольших колебаниях температуры T_i и довольно высокой стабильности параметров стабилитрона, продифференцировав выражение (1), будем иметь

$$dU_c = \frac{\partial U_c}{\partial I} dI + \frac{\partial U_c}{\partial T_i} dT_i + \frac{\partial U_c}{\partial t} dt. \quad (2)$$

Здесь $\partial U_c / \partial I = R_d$ — динамическое сопротивление при токе I без теплового составляющей (ом); $\partial U_c / \partial T_i = \gamma_c$ — температурный коэффициент напряжения при токе I (мВ/град); $\partial U_c / \partial t = v$ — скорость изменения выходного напряжения, зависящая от изменения его параметров во времени.

Температура $p-n$ -перехода T_i в зависимости от температуры окружающей среды T выражается уравнением [5]

$$T_i = T + R_T U_c I, \quad (3)$$

где R_T — тепловое сопротивление $p-n$ -переход — окружающая среда (град/мвт).

Дифференцируя выражение (3), получим

$$dT_I = dT + R_T I dU_c + R_T U_c dI. \quad (4)$$

Учитывая, что $R_T I dU_c$ мало по сравнению с другими членами [6], можно принять

$$dT_I = dT + R_T U_c dI. \quad (5)$$

Подставим найденные значения частных дифференциалов в уравнение (2), тогда

$$dU_c = (R_A + \gamma_c' R_T U_c) dI + \gamma_c' dT + v dt, \quad (6)$$

где $\gamma_c' R_T U_c = R_{KT}$ — тепловое динамическое сопротивление.

Из уравнения (6) видно, что нестабильность выходного напряжения при изменении тока и окружающей температуры зависит от динамического сопротивления стабилитрона R_A , температурного коэффициента напряжения γ_c' и теплового сопротивления R_T , а также от нестабильности параметров стабилитрона во времени.

Переходя к конечным и относительным приращениям, после преобразований будем иметь

$$\frac{\Delta U_c}{U_c} = \left(\frac{R_A}{R_{CT}} + 10 \gamma_c' R_T U_c \right) \frac{\Delta I}{I} + 10 \gamma_c' \Delta T + \frac{\Delta U_c'}{U_c'}, \quad (7)$$

где $R_{CT} = U_c / I$ (ом) — статическое сопротивление; $\gamma_c' = \gamma_c' / 10 U_c$ (проц/град) — относительный температурный коэффициент; $\Delta U_c' = v \Delta t$ — дрейф напряжения стабилизации за время Δt .

Зависимость динамического сопротивления R_d от параметров стабилитрона

Вопрос о зависимости R_d от параметров некомпенсированных стабилитронов разобран в литературе. Ввиду того, что здесь рассматривается динамическое сопротивление без тепловой составляющей, то и для термокомпенсированных стабилитронов можно пользоваться формулами, приведенными в указанной ниже литературе.

Как показано в работе [7], динамическое сопротивление p - n -перехода при обратном включении

$$R_{до} = a \frac{\rho}{I} + r_{кт},$$

а в прямом

$$R_{ди} = \frac{mkT}{qI} + r_{кт},$$

где ρ — удельное сопротивление p - n -перехода (ом/см); $a = 0,5 + 1,0$ — коэффициент, зависящий от структуры перехода; $r_{кт}$ — объемное сопротивление кремния и сопротивление контактов (ом); m — постоянная, зависящая от плотности тока и равная 1,5 при токе 10 ма; k — постоянная Больцмана; T — текущая абсолютная температура [°K].

Для термокомпенсированных стабилитронов Д818

$$R_d = R_{до} + 2R_{ди}, \quad (8)$$

или

$$R_d = \left(a\rho + \frac{2mkT}{q} \right) \frac{1}{I} + 3r_{кт}, \quad (9)$$

где q — заряд электрона.

Как видно из уравнения (9), R_d обратно-пропорционально току и при большом токе почти не зависит от него и стремится к $3r_{ст}$.

На рис. 1 изображены экспериментально снятые граничные характеристики R_d в зависимости от тока для 40 стабилитронов Д818Е. При токе 10 ма R_d

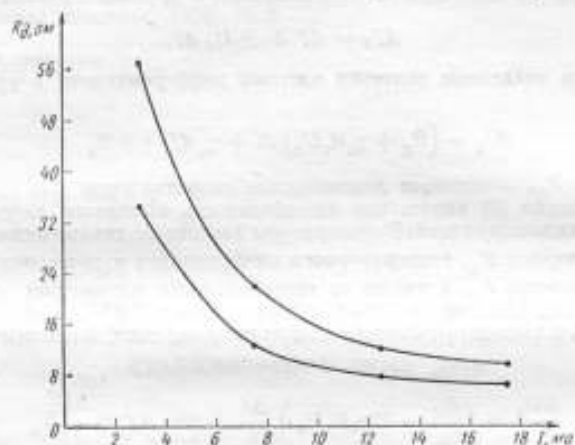


Рис. 1. Граничные характеристики зависимости динамического сопротивления стабилитронов от рабочего тока.

у них находится в пределах 9—16 ом. Разброс значения динамического сопротивления и скорости его изменения от тока можно объяснить несовершенством технологии изготовления стабилитронов.

Зависимость температурного коэффициента напряжения γ_c' от параметров стабилитрона

Зависимость температурного коэффициента напряжения γ_c' для нетермокомпенсированных стабилитронов и $p-n$ -переходов прямого включения известна. В стабилитронах типа Д818 осуществляется внутренняя термокомпенсация, все $p-n$ -переходы расположены в одном корпусе и имеют непосредственный тепловой контакт. Поскольку все $p-n$ -переходы имеют одинаковую температуру T_l и общую внешнюю тепловую характеристику, то можно допустить, что формулы, относящиеся к нетермокомпенсированным стабилитронам, пригодны и для термокомпенсированных.

Температурный коэффициент напряжения γ_c' для термокомпенсированного стабилитрона равен

$$\gamma_c' = \gamma_{co}' + N\gamma_{en}', \quad (10)$$

где γ_{co}' и γ_{en}' — температурные коэффициенты напряжения $p-n$ -перехода, включенного в обратном и прямом направлениях; N — число термокомпенсирующих $p-n$ -переходов (для Д818 число $N = 2$).

С учетом выражений γ_{co}' и γ_{en}' [7]

$$\gamma_c' = 2 + 1,25(U_c - 6) - \frac{2\varphi}{T_0} - \frac{2gmk}{q} - \frac{2gmk}{q} \ln \frac{T}{T_0} + \frac{2mk}{q} \ln \frac{I}{I_{so}}, \quad (11)$$

где φ и g — постоянные, зависящие от свойств полупроводникового материала T и T_0 — текущая и комнатная температуры ($T_0 \approx 20^\circ \text{C} \approx 293^\circ \text{K}$); I_{s0} — ток насыщения p - n -перехода, включенного в прямом направлении.

Для малых изменений тока $I \approx I_0$ (I_0 — номинальный ток стабилизаторов) и температуры $T \approx T_0$, обозначая постоянные члены уравнения (11) через

$$\gamma'_{сн} = 2 + 1,25(U_c - 6) - 2 \left(\frac{\varphi}{T_0} + \frac{gmk}{q} \right), \quad (12)$$

будем иметь

$$\gamma'_c = \gamma'_{сн} + 2 \frac{mk}{q} \ln \frac{I}{I_{s0}}. \quad (13)$$

Коэффициент γ'_c при отклонении тока I от I_0 выражается уравнением

$$\gamma'_c = \gamma'_{сн} + b \left(\ln \frac{I}{I_{s0}} - \ln \frac{I_0}{I_{s0}} \right) = \gamma'_{сн} + b \ln \frac{I}{I_0}, \quad (14)$$

где $b = \frac{2mk}{q}$ — коэффициент пропорциональности; I_0 — номинальный ток, при котором $\gamma'_c = \gamma'_{сн}$.

Так как $\gamma'_{сн}$ зависит от напряжения стабилизации линейно [7] и при некотором значении напряжения $U_{сн}$ меняет знак, то

$$\gamma'_c = a(U_c - U_{сн}) + b \ln \frac{I}{I_0}, \quad (15)$$

где $U_{сн}$ — напряжение стабилизации при $I = I_0$ и $\gamma'_c = 0$; a — коэффициент, зависящий от свойств полупроводникового материала.

При $I < I_0$ и $\gamma'_{сн} = 0$ коэффициент γ'_c отрицателен, а при $I > I_0$ и $\gamma'_{сн} = 0$ — положителен. Если $\gamma'_{сн} \neq 0$, то имеется возможность, изменяя рабочий ток I , добиться, чтобы $\gamma'_c = 0$. Это будет выполняться при условии

$$a(U_c - U_{сн}) = b \ln \frac{I}{I_0}.$$

На рис. 2 изображены граничные зависимости температурного коэффициента напряжения от рабочего тока I для 40 стабилизаторов Д818Е, полученные с помощью аппаратуры [3] в диапазоне температур 20–30°С в среде движущегося трансформаторного масла. При токе 10 мА температурные коэффициенты находятся в пределах $(-0,5 \div 1,5) \cdot 10^{-2}$ проц/град.

На рис. 3 приведен график зависимости температурного коэффициента от напряжения стабилизации U_c при токе $I_0 \approx 10$ мА. Эта зависимость позволяет с погрешностью около 0,001 проц/град для 90% стабилизаторов Д818 (Б, Г, Д и Е) определить температурный коэффициент по значению U_c без трудоемких тепловых измерений.

Учитывая, что γ'_c при напряжении стабилизации $U_{сн} = 8,9$ в (для стабилизаторов типа Д818Е) и при токе $I \approx I_0$ приблизительно равно нулю, можно записать:

$$\gamma'_c = a(U_c - 8,9) + b \ln \frac{I}{I_0}, \quad (16)$$

где $b = 0,036$ мв/град и $a \approx 1,2$ мв/(град·в).

Формула (16) дает возможность приблизительно определить температурный коэффициент по напряжению стабилизации и выбрать без тепловых испытаний рабочий ток, соответствующий минимальному значению.

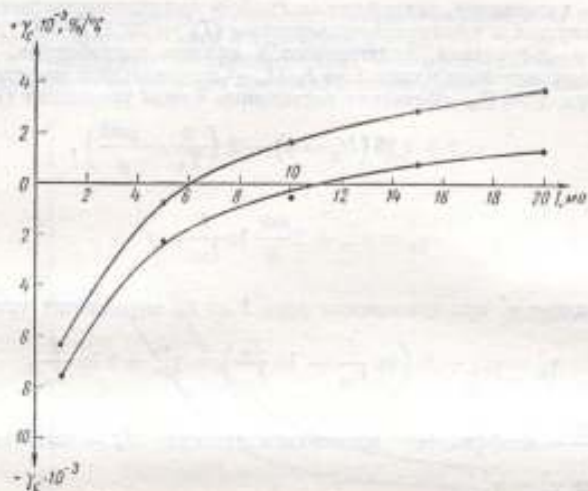


Рис. 2. Граничные характеристики зависимости температурного коэффициента напряжения от рабочего тока стабилизатора типа Д818 для температур 20—30° С.

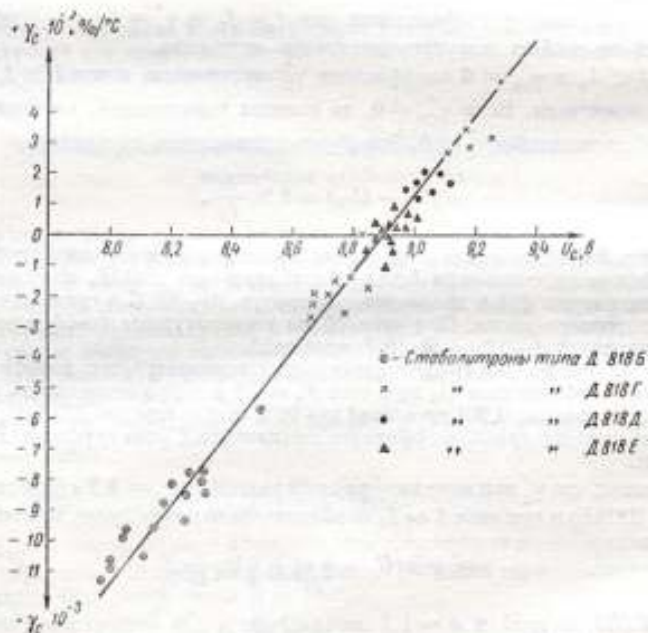


Рис. 3. Зависимость температурного коэффициента напряжения от напряжения стабилизации при токе 10 ма.

Зависимость теплового сопротивления R_T от условий теплопередачи

Теоретическое исследование теплового сопротивления R_T затруднительно. Здесь приведены только экспериментальные значения R_T , измеренные при различных условиях теплопередачи от корпуса к окружающей среде.

Авторы исследовали термокомпенсированные стабилитроны типа Д818Е в воздухе и в трансформаторном масле.

Тепловое сопротивление стабилитрона R_T равно сумме тепловых сопротивлений p - n -переход — корпус ($R_{ТПК}$) и корпус — окружающая среда ($R_{ТКС}$). Поскольку теплопроводность от p - n -перехода к корпусу велика по сравнению с теплопроводностью от корпуса к окружающей среде, то в первом приближении

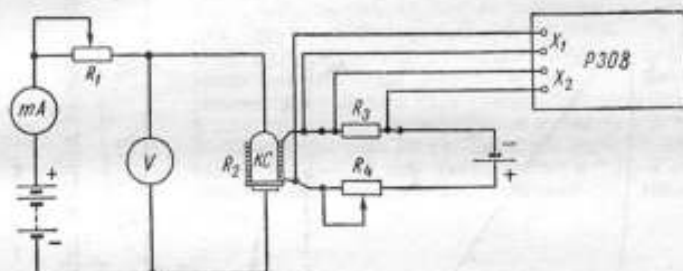


Рис. 4. Схема измерения теплового сопротивления стабилитрона.

можно пренебречь составляющей $R_{ТПК}$. К тому же значение $R_{ТПК}$ зависит от конструкции диода и не зависит от мощности рассеивания и от характера теплообмена с окружающей средой. Тогда из выражения (3)

$$R_{ТКС} = \frac{T_K - T}{U_c I},$$

где T_K — температура корпуса стабилитрона; T — температура окружающей среды.

Схема измерения теплового сопротивления R_T дана на рис. 4. Датчиком температуры T_K служило медное сопротивление R_2 , намотанное непосредственно на корпус стабилитрона КС. Ток стабилитрона изменяли магазином сопротивления R_1 и измеряли миллиамперметром класса 0,5.

Значение температуры на поверхности стабилитрона определяли по изменению напряжения на R_2 . Ток через термосопротивление регулировали магазином сопротивления R_4 и измеряли потенциометром Р308 как падение напряжения на образцовой катушке сопротивления R_3 с номинальным значением 100 ом.

Температуру окружающей среды определяли ртутным термометром с ценой деления 0,1°, расположенным в непосредственной близости от стабилитрона.

На рис. 5 изображены результаты измерений R_T и ΔT в зависимости от тока стабилитрона.

Анализируя результаты измерения, можно сказать, что температура перегрева $\Delta T = T_K - T$ изменяется линейно в зависимости от тока и наклон $\Delta T = f(I)$ зависит от среды, в которой испытывают стабилитрон.

Так, для стабилитрона типа Д818 температура перегрева при токе 10 ма в воздухе без принудительного перемешивания была определена равной 10° С, а в масле с радиатором при том же токе температура равнялась 1° С. Для уменьшения теплового сопротивления стабилитроны необходимо помещать в среду с хорошей теплопроводностью и для увеличения поверхности теплопередачи ставить их в медные или латунные радиаторы.

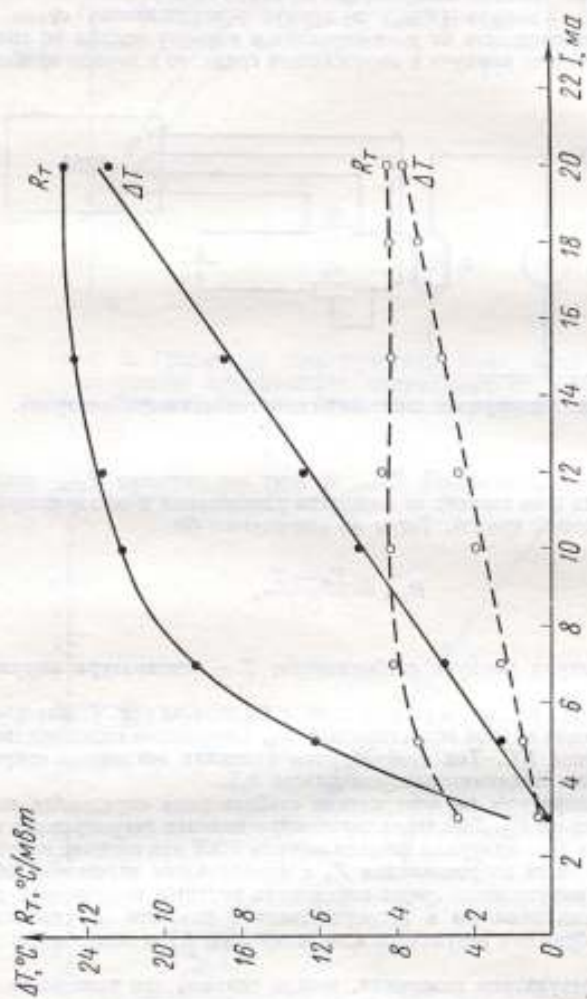


Рис. 5. Изменение теплового сопротивления R_T и ΔT в зависимости от рабочего тока в воздухе и масле.

Сплошные линии — в воздухе, пунктир — в масле.

Шумовые и временные характеристики

Как показали исследования [8, 9], на постоянное выходное напряжение стабилитронов, при исключении погрешности от нестабильности тока и температуры, накладываются паразитные колебания в широком диапазоне частот.

Авторы исследовали шумовые и временные характеристики в диапазоне частот 0—20 кГц для отечественных стабилитронов типа Д818Е. Шумы в диапазоне частот 5 гц — 20 кГц при различных рабочих токах измеряли с помощью высокочувствительного вольтметра TR-1201. В качестве источника питания использо-

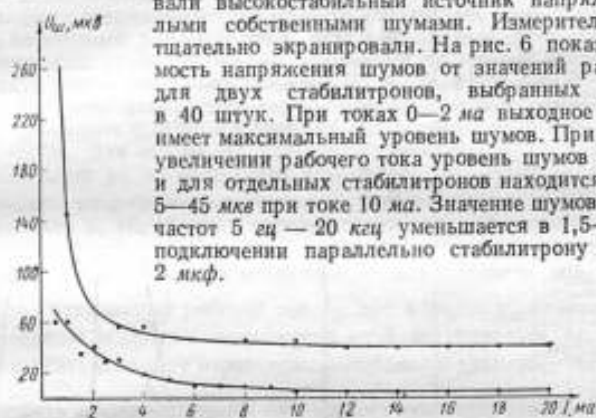


Рис. 6. Зависимость напряжения шумов для стабилитронов от рабочего тока.

вали высокостабильный источник напряжения с малыми собственными шумами. Измерительную схему тщательно экранировали. На рис. 6 показана зависимость напряжения шумов от значений рабочих токов для двух стабилитронов, выбранных из партии в 40 штук. При токах 0—2 ма выходное напряжение имеет максимальный уровень шумов. При дальнейшем увеличении рабочего тока уровень шумов уменьшается и для отдельных стабилитронов находится в пределах 5—45 мкв при токе 10 ма. Значение шумов в диапазоне частот 5 гц — 20 кГц уменьшается в 1,5—2 раза при подключении параллельно стабилитрону емкости 1—2 мкф.

Шумы в диапазоне частот 0,01—1 гц исследовали на потенциометре Р308, полоса пропускания частот которого 0—1 гц; напряжения шумов записывал самопишущий прибор типа Н373. На рис. 7 показаны диаграммы записи колебаний выходного напряжения при токе 10 ма и температуре $20 \pm 0,01^\circ \text{C}$ в течение 5 мин для двух стабилитронов, выбранных из 20 с минимальным (около 5 мкв) и максимальным (около 25 мкв) уровнями шумов в полосе частот 0,01—0,1 гц. Эти колебания уменьшаются в случае применения схемы с усреднением [10].

Исследования более низкочастотных шумов 10^{-2} — 10^{-6} гц [11] показали, что они имеют случайный характер и распределяются по нормальному закону. Кроме этих колебаний, выходному напряжению присущ направленный дрейф, который может быть положительным или отрицательным. Скорость его постоянна, но различна для разных стабилитронов [13].

Нестабильность выходного напряжения 20 стабилитронов была исследована в течение 720 ч на новой образцовой аппаратуре [3].

На рис. 8 изображены результаты исследования четырех стабилитронов в виде зависимостей $U_c = f(t)$. Стабилитроны 1 и 2 имеют минимальный и максимальный отрицательный временной дрейф, а стабилитроны 3 и 4 — положительный.

Анализ полученных данных показывает, что случайные колебания относительно направленного дрейфа находятся в пределах 30—100 мкв, а скорость направленного дрейфа в месяц 10—350 мкв. Уменьшить колебания с частотой 10^{-2} — 10^{-6} гц и направленный дрейф можно, применив схемы с усреднением.

Анализ шумовых и временных характеристик образцов напряжения стабилитронов типа Д818 показал, что для лучших их образцов шумов в диапазоне частот 0—20 кГц оцениваются в 30—40 мкв, а направленный дрейф выходного

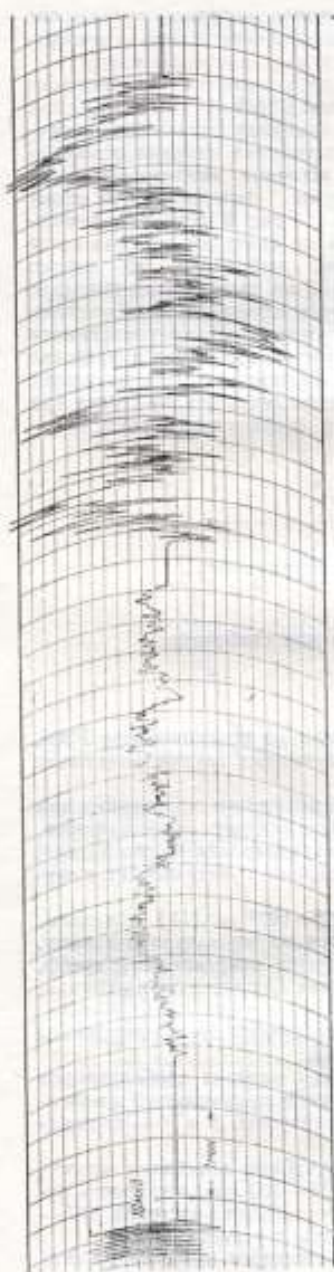


Рис. 7. Изменение выходного напряжения стабилизаторов во времени.

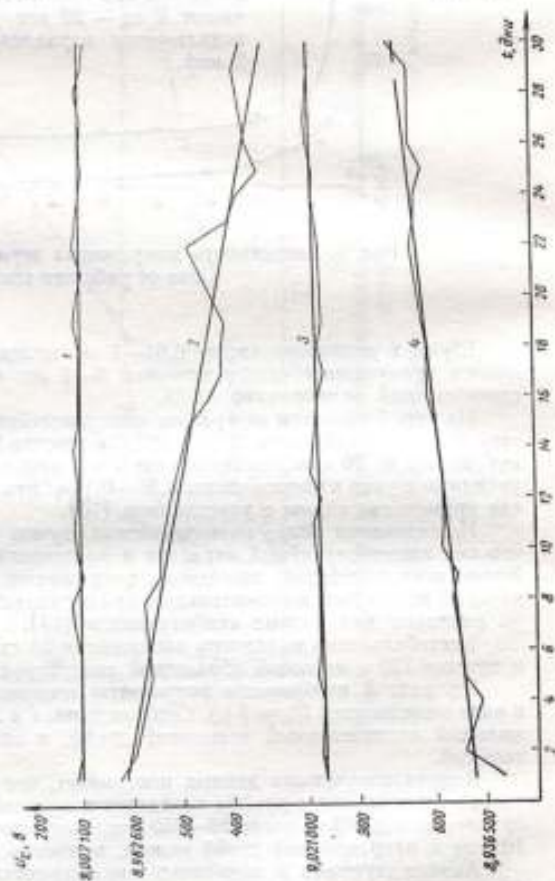


Рис. 8. Зависимость выходного напряжения стабилизаторов 1, 2, 3 и 4 от времени при 20°С и токе 10 ма.

напряжения в месяц — в 10—20 мкв. Эти изменения выходного напряжения стабилизатора можно уменьшить, фильтруя шумы емкостью и используя схемы с усреднением.

Методика отбора стабилизаторов для образцовых мер напряжения

Для создания образцовых мер напряжения на стабилизаторах с нестабильностью выходного напряжения 0,001 проц/год необходимо, чтобы все погрешности, вызванные изменением рабочего тока, окружающей температуры и нестабильностью параметров стабилизатора, не превышали 90 мкв/год [12].

Используя полученные ранее значения R_d , γ_c , R_T и формулу (7), можно определить, что при оптимальном токе через стабилизатор его допустимые колебания не должны превышать 0,01%, а изменения окружающей температуры 1° С, если $\gamma_c \approx 2 \cdot 10^{-4}\% / ^\circ\text{С}$. Для отбора стабилизаторов рекомендуется провести предварительные испытания их по следующей программе:

1. Измерить напряжение стабилизации при различных токах через стабилизатор, например 5, 10, 15 мА, и определить значение динамического сопротивления R_d .

2. Измерить температурный коэффициент напряжения γ_c при тех же токах и определить оптимальный рабочий ток I_0 , при котором γ_c минимален.

3. Определить значение напряжения стабилизации при I_0 .

4. Определить величину паразитных колебаний в диапазоне частот 0,01 гц — 20 кц.

5. Измерить временной дрейф напряжения стабилизаторов в течение месяца и определить скорость направленного дрейфа и колебания выходного напряжения стабилизаторов.

6. По полученным данным выбрать стабилизаторы с минимальным направленным дрейфом и минимальными случайными колебаниями выходного напряжения.

Выводы

В образцовых мерах напряжения термокомпенсированные стабилизаторы работают в условиях небольших изменений рабочего тока и температуры. В этом случае нестабильность выходного напряжения меры выражается простым математическим уравнением. Анализ этого уравнения показывает, что для образцовой меры напряжения на стабилизаторах типа Д818 с годовой нестабильностью 0,001%, достаточно стабилизировать ток с 0,01%, а температуру до 1° С. При этом временная нестабильность выходного напряжения не должна превышать ± 60 мкв/год. Анализ температурного коэффициента напряжения γ_c термокомпенсированных стабилизаторов показал, что он изменяется от напряжения стабилизации по линейному закону, а в зависимости от тока — по логарифмическому. Это позволяет без тепловых испытаний определить оптимальный рабочий ток, при котором γ_c минимален.

Экспериментальные исследования теплового сопротивления в разных средах показали, что температура перегрева стабилизатора в воздухе без принудительного перемешивания при 10 мА составляет приблизительно 10° С, а в среде неподвижного масла 4° С. Применение радиаторов для стабилизаторов уменьшает температуру перегрева в 2—3 раза.

Исследование временных характеристик нестабильности выходного напряжения показало, что стабилизаторы типа Д818 имеют случайные колебания в диапазоне частот 0—20 кц, значение которых доходит до 30—40 мкв. Эти колебания можно уменьшить в 2—3 раза за счет изменения схемы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Суцник А. С. и др. Прецизионные кремниевые стабилитроны. «Измерительная техника», 1964, № 8.
2. Вострокнутов Н. Н. Параметрические стабилизаторы напряжения на стабилитронах Д818. «Измерительная техника», 1964, № 8.
3. Горюнов П. Н., Хахамов И. В. Новая образцовая аппаратура для исследования кремниевых стабилитронов. «Измерительная техника», 1968, № 1.
4. Горюнов П. Н. Анализ погрешностей схем для точного измерения стабильности выходного напряжения стабилитронов. Труды институтов Госкомитета стандартов мер и измерительных приборов, вып. 82 (142). Изд-во стандартов, 1965.
5. Носов Ю. Р. Полупроводниковый источник образцового (опорного) напряжения. «Измерительная техника», 1960, № 3.
6. Mollinga Thomas. Effect of temperature and current on Zener breakdown. *Electro-Technol.* 1963, № 4.
7. Додик С. Д. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. «Советское радио», 1962.
8. Woodward G., Eiche W. The operating characteristics of Zener reference diode and their measurements. *ISA Trans.*, 1964, v. 3, № 2.
9. Gerlach A. Propriétés et applications des diodes Zener. *Electronique professionnelle*, 1965, № 349.
10. Шишкин В. М. Новая схема образцовой меры напряжения на стабилитронах. Труды метрологических институтов СССР, вып. 98 (158). Изд-во стандартов, 1968.
11. Вострокнутов Н. Н. Метрологические параметры мер напряжения на стабилитронах и методика их исследования. Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата техн. наук, 1965. Научно-техн. библи. ВНИИМ, инв. № 47887.
12. Горюнов П. Н. Методика выбора стабилитронов Д818 при создании высокостабильных стабилизаторов напряжения. Труды метрологических институтов СССР, вып. 97 (157). Изд-во стандартов, 1968.
13. Говорков В. Н. Определение некоторых требований, предъявляемых к условиям исследования временной стабильности стабилитронов. Труды Московского института электронного машиностроения, 1966, № 2.

Поступила в редакцию
29/IV 1968 г.

УДК 621.317.311.6.024

А. Я. БЕЗИКОВИЧ, Т. И. ГРУДИНИНА, С. П. ЭСКИН
ВНИИМ

ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В измерительной и образцовой аппаратуре постоянного тока, основанной на компенсационном методе измерения, одним из основных элементов, определяющих в значительной степени ее точность, является источник опорного (компенсационного) напряжения (ИОН). Главными требованиями, которым обычно должен удовлетворять ИОН, являются: высокая стабильность выходного напряжения (допускаемая нестабильность — тысячные доли процента за длительное

время), малый температурный коэффициент напряжения (т. к. н.), ток нагрузки порядка 0,5—5 ма, малые пульсации и относительно быстрое время установления выходного напряжения после включения (не более 30—60 мин).

В последние годы для получения опорного напряжения все чаще применяют полупроводниковые источники опорного напряжения с высокостабильными кремниевыми стабилитронами серии Д818 в качестве опорных элементов [1—3]. Большое число исследований, выполненных с этими стабилитронами, показало, что на их основе могут быть созданы компенсационные ИОН с длительной нестабильностью выходного напряжения порядка 0,01—0,02% и параметрические с нестабильностью выходного напряжения в тысячные доли процента и лучше в зависимости от точности их термостатирования.

Однако, несмотря на возможность получения таких высоких характеристик полупроводниковых источников опорного напряжения и до настоящего времени в компенсационных измерительных системах постоянного тока часто применяются в качестве ИОН батарей и аккумуляторы большой емкости в комплексе с нормальным элементом для контроля их стабильности. Это объясняется в значительной степени тем, что пока серийно не выпускают полупроводниковые ИОН с требуемыми характеристиками, а изготовление их силами потребителя не всегда приводит к желаемым результатам.

В настоящей статье дано краткое описание разработанного и исследованного во ВНИИМ полупроводникового источника опорного напряжения, имеющего при достаточно высоких технических характеристиках простую принципиальную схему, не требующую особой тщательности в наладке, и несложную конструкцию. Источник разработан в компенсационной установке для автоматической проверки элекроизмерительных приборов постоянного тока класса 0,1—0,5 [4] и практически не требует периодической калибровки по нормальному элементу и может быть использован в других измерительных компенсационных устройствах.

Основные характеристики источника

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$	9 в
Ток нагрузки I_n	≤ 5 ма
Результирующая нестабильность выходного напряжения (при изменении напряжения питающей сети на $\pm 10\%$ и температуры в пределах $20^\circ \pm \pm 5^\circ \text{C}$ без калибровки в течение нескольких месяцев)	не превосходит 0,002%
Время предварительного прогрева	не более 30 мин
Амплитуда переменной составляющей	$< 0,002\%$

Как показало предварительное исследование, создание источника опорного напряжения с такими характеристиками невозможно в настоящее время на базе компенсационного транзисторного стабилизатора, выполненного на стандартных элементах. Даже при применении специальных мер по термокомпенсации т. к. н. таких стабилизаторов, использовании высокостабильных сопротивлений в цепях выходного делителя и обратной связи, термостатировании УПТ и опорного элемента, обеспечении большой глубины обратной связи не удается практически получить длительную нестабильность выходного напряжения компенсационного стабилизатора лучше 0,01%. Этот вывод подтверждается и опытом работы ряда других организаций.

Поэтому при создании источника с указанными выше характеристиками был выбран путь разработки достаточно простой схемы комбинированного компенсационно-параметрического стабилизатора с несложной конструкцией термостатирующего устройства, который может найти широкое применение на практике.

Разработанный ИОН (рис. 1) состоит из последовательно соединенных предварительных параметрического (R_1, D_1, D_2) и компенсационного (на транзисторах T_1-T_4 с опорой на кремниевом стабилитроне $D_3-D818B$) стабилизаторов и выходного параметрического стабилизатора (R_3, D_4) на стабилитроне Д818Д,

помещенного в термостат с регулируемой температурой $50 \pm 0,2^\circ \text{C}$. Предварительные стабилизаторы поддерживают постоянным входное напряжение оконечного стабилизатора с погрешностью $\pm 0,01-0,02\%$. Для обеспечения такой стабильности усилитель сигнала некомпенсации компенсационного стабилизатора выполнен балансным (на транзисторах T_3, T_4), а сопротивления входного делителя R_3, R_4 и обратной связи R_2 — из манганина. Т. к. и выходного делитрона D_4 составляет $0,001-0,002\%/град$. Монтаж его и сопротивления R_5 , выполненного из манганина, в термостате, поддерживающем постоянную температуру с погрешностью $\pm 0,2 град$, позволяет снизить температурную погрешность источника до значений, не превышающих $0,0005-0,001\%$ в диапазоне темпера-

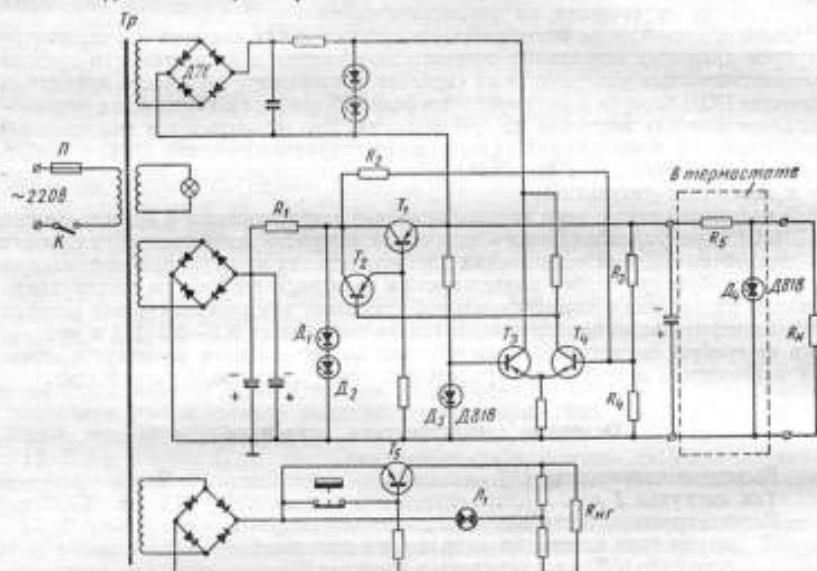


Рис. 1. Принципиальная схема источника опорного напряжения.

тур $20^\circ \pm 5^\circ \text{C}$, и свести нестабильность его выходного напряжения практически к временной нестабильности самого стабилитрона и к нестабильности от непостоянства сопротивления нагрузки $R_{нr}$. В разработанной аппаратуре требуемое постоянство сопротивления нагрузки обеспечено схемой делителя опорного напряжения с замещающими сопротивлениями.

Схема управления термостатом выполнена на одном регулирующем транзисторе T_5 и ртутном термоконтакторе типа ТК-1-001. Лампочка L_1 служит для визуального контроля работы термостата, сопротивление $R_{нr}$ является его нагревательным элементом.

На рис. 2 показан внешний вид блока термостата со схемой управления, а на рис. 3 — внешний вид источника опорного напряжения.

Разработанный источник экспериментально исследовали в течение двух месяцев ежедневно (на ночь источник выключали), а затем — периодически в течение года.

Для измерения нестабильности выходного напряжения источника был использован образцовый термостатированный делитель типа Р313 класса 0,001, образцовый компенсатор типа Р309 и нормальный элемент класса 0,001, помещенный в термовыравнивающий экран. Температуру внутри этого экрана контролировали с погрешностью $\pm 0,1 град$ и на з. д. с. нормального элемента вводили соответствующую поправку. В таблице приведены данные о временной стабильности источника с момента его включения в течение двух произвольно выбранных

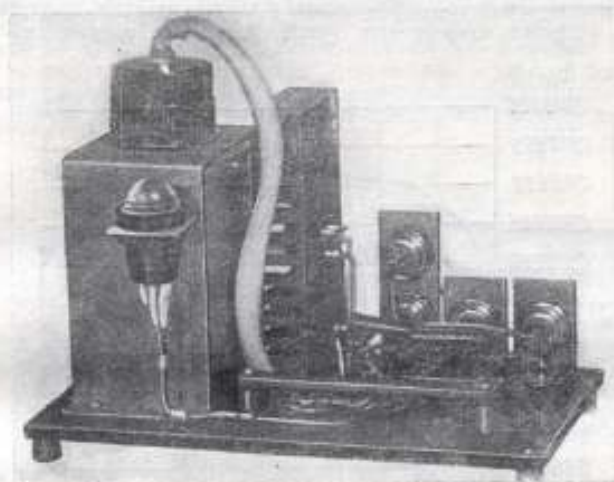


Рис. 2. Внешний вид блока термостата со схемой управления.

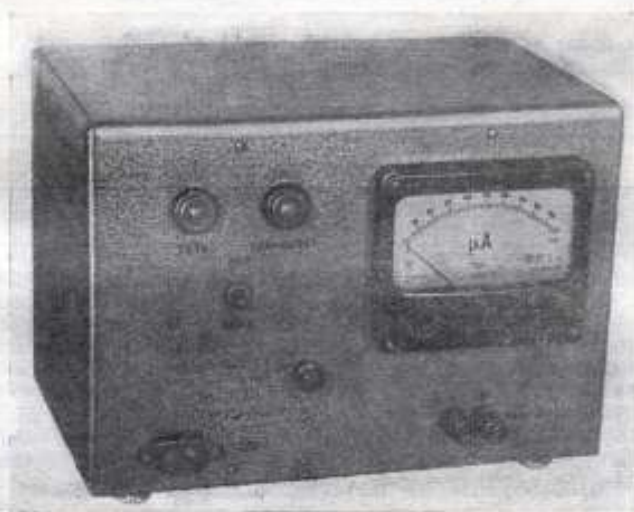


Рис. 3. Внешний вид источника опорного напряжения.

дней, а на рис. 4 — соответствующие графики изменения его выходного напряжения, характеризующие кратковременную и длительную стабильность и воспроизводимость опорного напряжения. Резкое изменение напряжения в первые

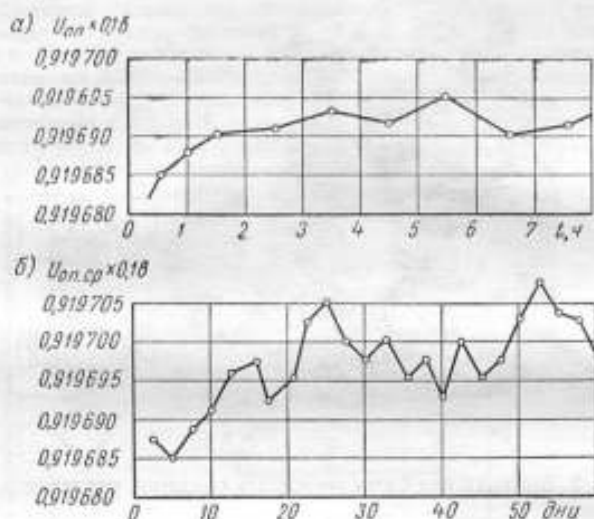


Рис. 4. Изменение выходного напряжения источника опорного напряжения: а — в течение дня, после 30 мин прогрева; б — в течение двух месяцев

10—20 мин после включения источника (см. таблицу) объясняется прогревом термостата до его рабочей температуры 50° С.

Временная стабильность выходного напряжения ИОН в 1967 г.

Выходное напряжение $U'_{\text{вых}} \cdot 0,1 \text{ В}$		
час. и мин.	12 октября	16 ноября
9.30	0,919070	0,919035
9.40	540	525
9.50	656	651
10.00	685	684
10.30	688	687
11.00	690	692
12.00	691	695
13.00	693	697
14.00	692	699
15.00	695	694
16.00	690	696
17.00	691	699
18.00	694	703

После 30 мин прогрева $U_{\text{вых.ср}} = 0,919693 \text{ В}$
Средняя квадратическая погрешность $\sigma = 0,0008\%$

Примечание. Время 9 ч 30 мин соответствует включению источника в сеть.

Результаты годового исследования ИОН показали, что он обеспечивает после 30 мин предварительного прогрева кратковременную и длительную (в течение нескольких месяцев) стабильность и воспроизводимость опорного напряжения с погрешностью менее $\pm 0,002\%$. Такая точность удовлетворяет большинству практических случаев применения ИОН. Поэтому разработанный источник может быть рекомендован для использования в компенсационных измерительных системах, в которых выполняется условие постоянства сопротивления цепи опорного напряжения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Додик С. Д. Об использовании кремниевых стабилитронов для получения образцового напряжения. «Измерительная техника», 1959, № 6.
2. Вострокнутов Н. Н. Параметрические стабилизаторы напряжения постоянного тока на стабилитронах Д818. «Измерительная техника», 1964, № 8.
3. Горюнов П. Н. Образцовые стабилизаторы напряжения на диодах типа Д818. Труды института Госкомитета, вып. 82 (142), Изд-во стандартов, 1965.
4. Безикович А. Я., Зорин Д. И., Эскин С. П. Автоматическая аппаратура для проверки стрелочных электроизмерительных приборов на постоянном токе и результаты ее экспериментального исследования. Труды метрологических институтов СССР, вып. 117 (177), Изд-во стандартов, 1970.

Поступила в редакцию
14/V 1968 г.

УДК 621.317.321.083.5

Е. К. ВЕССО-АДО, Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКАЯ
ВНИИМ

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОТЕНЦИОМЕТРОВ ДЛЯ РАСШИРЕННОГО ДИАПАЗОНА ИЗМЕРЕНИЯ Э. Д. С. ПОСТОЯННОГО ТОКА

В течение последних лет практикой все более настоятельно ставится задача создания потенциометров, имеющих погрешность в несколько тысячных долей процента и обеспечивающих измерения э. д. с. до 15—20 в. Это связано с необходимостью оценки различного рода преобразователей неэлектрических величин в электрические, с определением стабильности и температурных коэффициентов стабилитронов и т. д.

Отечественная промышленность изготавливает потенциометры высокой точности (Р345 и Р308), но пределы измерения их значительно ниже требуемых. У потенциометров с расширенным диапазоном измерений (ПВ-8) класс точности недостаточно высок и отсутствует возможность удобной автономной проверки.

Известны также потенциометры зарубежных фирм, таких как «Тинслей», «Кембридж», «Пай», отличающиеся высокой точностью (0,001—0,0005%), однако они обладают пределами измерения, не превышающими 2 в. Лишь в последние годы в Канаде [1] и США [2] начат выпуск приборов с расширенными пределами измерений.

Известно, что погрешность измерения э. д. с. на потенциометре зависит от погрешности значения э. д. с. нормального элемента δE , обычно конструктивно не связанного с этим прибором, и от погрешности отношения измерительного и установочного сопротивлений

$$\delta \frac{r_n}{r_y} = \delta r_n - \delta r_y. \quad (1)$$

Погрешность отношения зависит как от точности подгонки каждого из этих сопротивлений, так и от стабильности их во времени и при изменении окружающих условий.

Наименьшую погрешность $\delta \frac{r_H}{r_Y}$ имеют потенциометры, в которых установочное сопротивление одновременно является и частью измерительного. При этом, в случае измерения э. д. с., равной э. д. с. нормального элемента, погрешность минимальна, так как отношение r_H/r_Y при любых внешних условиях равно единице и $\delta r_H = \delta r_Y$. Однако в практических случаях измерений э. д. с., отличающихся от э. д. с. нормального элемента, $\delta r_H \neq \delta r_Y$, отношение $r_H/r_Y \neq 1$ и погрешность измерения будет тем больше, чем больше это отношение отличается от единицы.

Для снижения этой погрешности и уменьшения влияния внешних факторов в современных потенциометрах стремятся выполнить измерительное и установочное сопротивления из резисторов, обладающих одинаковыми характеристиками (температурным коэффициентом, удельным сопротивлением и др.). Более удачным технологическим решением является предложенное В. С. Умашевым выполнение этих сопротивлений из одного листа манганина (на основе печатных схем), однако такой метод пока применим лишь для сравнительно низкоомных потенциометров.

Для потенциометров с большим пределом измерения лучшим способом уменьшения погрешностей, наряду с подбором сопротивлений с необходимыми температурными характеристиками и герметизацией катушек, является создание такой конструкции, при которой возможна подгонка измерительного и установочного сопротивлений в процессе работы прибора по результатам их автономной проверки. Эта возможность широко использована в сравнительно низкоомных потенциометрах ЗИП (с сопротивлением до 2000 ом), однако ее до сих пор не применяли в высокоомных приборах (с сопротивлением порядка 10 000—20 000 ом), хотя требования к подгоночным сопротивлениям и к их переходным контактам в случае высокоомных цепей оказываются значительно более легкими.

Наиболее распространенной схемой высокоомного потенциометра с расширенными пределами измерений является последовательная схема с замещающими декадами. Она отличается простотой и достаточно удобна для подгонки и проверки прибора.

Опыт создания таких приборов с пределом 19 в типа КРВ-8 [3] и его новой модели ПВ-8 класса 0,005 и исследование некоторых типов высокоомных потенциометров иностранных фирм показали, что основными источниками погрешностей их являются:

- 1) разнохарактерное изменение установочного и измерительного сопротивлений под влиянием старения манганина, а также от изменения температуры и других внешних факторов;
- 2) значительное начальное падение напряжения при нулевых показаниях всех декад.

Это падение напряжения возникает, во-первых, вследствие достаточно протяженных электрических соединений между декадами, и, во-вторых, от наличия переходного сопротивления щетка—контакт (и его вариации) во всех промежуточных декадах.

Вариация переходного сопротивления в значительной мере является случайной величиной; нулевое падение напряжения в соединительных проводах величина постоянная, являющаяся одной из причин систематической погрешности потенциометра. Эта погрешность может быть исключена либо путем введения поправки к его показаниям, либо путем компенсации нулевого падения напряжения. Компенсация достаточно легко может быть достигнута введением в цепь измеряемого напряжения источника с регулируемым падением напряжения, направленного навстречу нулевому падению напряжения.

Если конструкция потенциометра обеспечивает достаточную стабильность отношения r_H/r_Y (во времени и при изменении внешних условий), то точность измерений на нем может быть повышена введением поправок. В этом случае играет роль точность определения поправок, т. е. точность проверки прибора.

Точность измерения на потенциометре зависит от правильности определения отношения r_N/r_Y независимо от того, в каких единицах выражаются эти сопротивления. Такой единицей может быть условно выбрано сопротивление какой-нибудь катушки измерительной цепи самого прибора, например, первой катушки его первой декады ($r_{1,1}$). Сравнение всех частей измерительного $r_{N,i}$ и установочного r_Y сопротивлений с его сопротивлением $r_{1,1}$ освобождает от необходимости применять образцовые меры, а следовательно, и от свойственной им погрешности.

При такой проверке, без образцовых средств (называемой автономной), формула проверки i -й ступени потенциометра будет иметь вид

$$U_i = E_N \frac{H_{N,i}}{H_Y}, \quad (2)$$

где U_i — действительное значение падения напряжения на проверяемой ступени измерительной цепи; E_N — действительное значение э. д. с. нормального элемента; $H_{N,i} = r_{N,i}/r_{1,1}$ — значение i -й проверяемой ступени в относительных единицах через значение сопротивления первой катушки первой декады и принятое за опорное; $H_Y = r_Y/r_{1,1}$ — значение неизменной части установочного сопротивления (предназначенной для компенсации части э. д. с. нормального элемента, равной 1,01800 в), также выраженное в относительных единицах через сопротивление первой катушки первой декады.

Отношение E_N/H_Y для каждого предела измерения является постоянной величиной. Обозначив

$$\frac{E_N}{H_Y} = k,$$

действительные значения показаний потенциометра получим в виде

$$U = k \sum H_{N,i} \quad (3)$$

и назовем это выражение формулой автономной проверки его.

Очевидно, что для аттестации приборов путем автономной проверки требуется выразить все части измерительного и неизменную часть установочного сопротивлений через сопротивление первой катушки первой декады ($H_{N,i}$ и H_Y), вычислить коэффициент k для каждого предела измерения, и, далее, умножив на него значения $\sum H_{N,i} = \sum \frac{r_{N,i}}{r_{1,1}}$, установить действительные значения показаний потенциометра в вольтах.

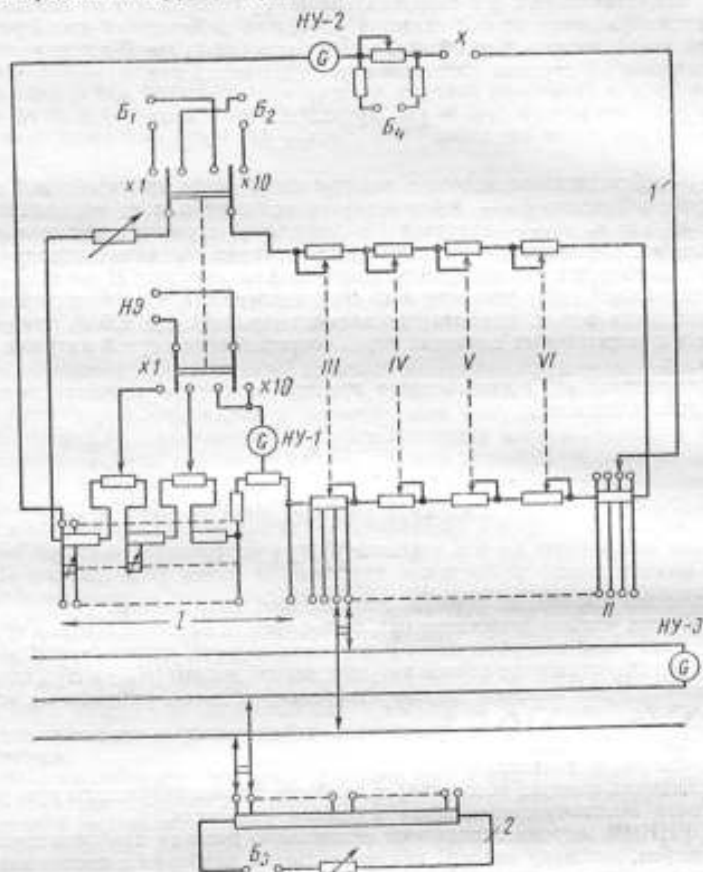
Автономная проверка обеспечивает наиболее точные результаты при условии применения высокочувствительного нулевого указателя.

Во ВНИИМ широко используют автономную проверку наиболее точных потенциометров, методику которой применительно к приборам с последовательной схемой разработал и описал К. П. Широков [4]. Однако при существующих конструкциях (ПВ-6, ПВ-7, ПВ-8, ф. «О. Вольфа») для их автономной проверки требуется дополнительно компарирующий прибор (компенсатор).

Чтобы создать максимальные удобства для автономной проверки, а также снизить погрешности, возникающие при сборке внешней схемы для проверки, в современных потенциометрах вводят ряд дополнительных элементов, обеспечивающих проверку без вспомогательного компаратора и внешних переключателей.

Первые конструкции прибора со встроенными конструктивными элементами для автономной проверки предложил В. С. Уманцев. Это предложение осуществлено Краснодарским заводом измерительных приборов как в многоконтурных потенциометрах Р308, Р309 и Р345, в которых использованы внутренние цепи, питаемые самостоятельными источниками, так и в одноконтурном трехдекадном приборе Р355. Однако пределы их не превышали 2,1 в. При создании нового потенциометра для расширенного диапазона значений до 20 в, выполненного по схеме с замещающими декадами, также предусмотрены возможность автономной проверки и ряд мер для снижения рассмотренных выше источников погрешностей.

Новый потенциометр типа ПВ-9, принципиальная схема которого представлена на рисунке, включает в себя шесть измерительных декад, четыре из которых имеют замещающие. Прибор — двухпредельный: 19 в и 1,9 в. Сопротивления его измерительной цепи 19 000 ом на обоих пределах измерения. Для перехода с одного предела на другой служит переключатель на два положения, « $\times 10$ »



Принципиальная электрическая схема потенциометра типа ПВ-9:
1 — основной и 2 — вспомогательный контуры.

I — VI — измерительные декады; B₁ — B₄ — батареи; HУ-1 — HУ-3 — нулевые указатели; HЗ — нормальный элемент.

и « $\times 1$ », выполняющий две функции: подключение к рабочей цепи прибора одной из питающих батарей 20 в или 2 в, присоединенных к соответствующим его клеммам, и одновременное переключение нормального элемента с установочного сопротивления на пределе « $\times 10$ » на установочное — на пределе « $\times 1$ ». Рабочий ток 1 ма на пределе « $\times 10$ » и 0,1 ма на пределе « $\times 1$ ».

Для установочного сопротивления на пределе « $\times 10$ » использованы две первые катушки первой декады. Сопротивление состоит из неизменной части 1018 ом и переменной, включающей три декады с наименьшими ступенями в 0,001 ом. С помощью этого сопротивления может быть компенсирована э. д. с. нормального элемента в пределах от 1,018000 до 1,019109 в с точностью 0,0001%.

На пределе « $\times 1$ » для установочного сопротивления используются 11 катушек первой декады. Неизменная часть составляет 10 180 ом, переменная часть состоит из двух декад с наименьшими ступенями в 0,1 ом. Диапазон компенсированных значений э. д. с. нормального элемента на этом пределе равен 1,01800—1,01900 с погрешностью до 0,001%.

Опытный образец потенциометра ПВ-9, разработанный ВНИИМ, отличается от ранее описанного прибора КРВ-8 новыми схемными и конструктивными решениями, увеличивающими его точность. Особенности прибора ПВ-9 заключаются в следующем:

1. Потенциометр имеет подстроечные реохорды в первой и второй декадах для возможности точной подгонки его катушек по результатам автономной проверки.

Для точной подгонки наиболее ответственные сопротивления измерительной цепи снабжены шунтирующими цепочками. Регулируя реохордами эти цепочки, можно подстраивать сопротивления в заданных пределах. Точность подстройки зависит от плавности регулировки реохордов и чувствительности нулевого указателя. В потенциометре ПВ-9 подстроечными реохордами обеспечены все катушки первой декады, две первые катушки и сумма 10 катушек второй декады, а также части 19 ом и 181 ом обоих установочных сопротивлений. В качестве регулируемых сопротивлений применены переменные проволочные резисторы. Подстроечные цепочки рассчитаны на диапазон регулировки эквивалентного сопротивления в пределах не меньше $\pm 0,03\%$, а плавность регулировки его не хуже 0,0002%.

В качестве нулевого указателя для работы с прибором ПВ-9 применен фотокомпенсационный микровольт-наоамперметр типа Р325, обладающий наименьшими постоянными: по напряжению $C_U = 2 \cdot 10^{-8}$ а/дел и по току $C_I = 2 \times 10^{-10}$ а/дел.

2. Катушки трех первых декад герметизированы.

Для повышения стабильности прибора резисторы трех старших декад, в том числе и части установочных сопротивлений 19 ом и 181 ом, герметизированы после прохождения ими искусственного и естественного старения.

3. В цепь E_x введена дополнительная цепь E_R с регулируемым падением напряжения для компенсации нулевого падения напряжения и постоянных т. э. д. с. в измерительной цепи.

4. Для обеспечения автономной проверки введен вспомогательный контур 2, питаемый самостоятельным источником B_2 .

Этот контур состоит из ряда резисторов, равных по номинальному значению сопротивлениям резисторов измерительных декад. Резисторы — переходные, обеспечивающие возможность сравнения двух одинаковых падений напряжения на поверяемых участках измерительной цепи потенциометра, расположенных в основном контуре.

Элементами системы автономной проверки являются:

а) переключатель на 18 положений для поочередного включения со встречной полярностью участков, расположенных в основном 1 и вспомогательном 2 контурах. Одновременно в цепь сравниваемых участков включается и автокомпенсационный прибор Р325, регистрирующий разность падений напряжений на них;

б) контрольные поверочные щетки и дополнительные контакты на декадных переключателях потенциометра, наличие которых позволяет сравнивать между собой напряжения на отдельных ступенях декады.

Введение в схему и конструкцию прибора ПВ-9 перечисленных дополнительных элементов исключает необходимость применения образцовой меры вспомогательного потенциометра внешнего переключателя и освобождает от операции присоединения проводов к измеряемым участкам измерительной цепи. Тем самым существенно упрощается проверка и соответственно значительно сокращается время, затрачиваемое на нее.

Кроме того, схема и конструкция прибора ПВ-9 обеспечивают (при наличии высокочувствительного нулевого прибора) возможность проверки и подгонки его непосредственно перед применением, что позволяет повысить точность измерений.

Для измерения температурных погрешностей прибора ПВ-9 техническими требованиями на него предусматривается отбор катушек с температурным коэффициентом сопротивления α , не превышающим 0,001 проц/град, и разницей между α отдельных катушек, не большей 0,0005%.

Нормальный диапазон температуры эксплуатации опытного прибора 19—21° С. Однако расширение температурного диапазона обеспечивается возможностью подстройки его погрешностей при заданной температуре с помощью регулировочных реохордов.

Повышение точности установки рабочего тока достигается увеличением плавности регулировки его до 0,0001%, а на пределе « $\times 10$ » — введением третьей температурной декады, использование которой предусмотрено при наличии термостатированного и изученного нормального элемента.

Для защиты от электростатических влияний не только сам прибор ПВ-9 полностью заключен в металлический экран, но разработана также экранированная стойка для источников питания его цепи. Сопротивление изоляции электрических цепей относительно экрана составляет $5 \cdot 10^8$ ом.

Исследование опытных образцов показало, что подстраивать сопротивления потенциометра можно с достаточно высокой точностью. В изготовленных образцах поправки первой декады благодаря подстройке доведены до малых значений (0,0004%).

Стабильность поправок зависит от качества подстроечных реохордов, поэтому особое внимание обращено на их тщательное изготовление. В наилучших сочетаниях показаний шести декад поправки опытных образцов не превосходят $\pm 0,0015\%$.

Для погрешностей потенциометров высших классов точности общепринята двучленная формула [5] вида

$$\Delta = \pm (aU + bU_{\min}),$$

где U — показание прибора (в вольтах), U_{\min} — цена одной ступени младшей измерительной декады (в вольтах).

Для потенциометров высшего класса (0,005), предусмотренных ГОСТ—9245, коэффициенты $a = 0,5 \cdot 10^{-4}$ и $b = 0,2$.

Точность разработанного опытного образца несколько выше и если его погрешность выразить указанной формулой, то в ней следует принять $a = 0,2 \cdot 10^{-4}$ и $b = 0,05$.

Вследствие возможности компенсации нулевого падения напряжения и паразитных э. д. с. в приборах ПВ-9, второй член формулы освобождается от влияния указанных величин и характеризует погрешности подгонки младших измерительных декад.

Благодаря этим мерам представляется возможным уменьшить коэффициент расчетной формулы до 0,05 путем некоторого ужесточения требований к точности подгонки последних декад по сравнению с требованиями, принятыми в опытном образце.

Для получения коэффициента $b = 0,05$ (что, по-видимому, должно соответствовать требованиям к компенсаторам класса 0,002, отсутствующим в действующем стандарте 9245—59*), достаточно подогнать катушки третьей декады (по 10 ом) с погрешностью 0,005%, а шестой декады (по 0,01 ом) — с погрешностью 1%, что не представит существенных технических трудностей.

Наряду с поэлементной оценкой погрешностей потенциометра были проведены контрольные измерения на нем э. д. с. пяти последовательно соединенных нормальных элементов класса 0,002. Разница между измеренной суммарной э. д. с. 10 последовательно соединенных нормальных элементов и суммой э. д. с. тех же элементов, вычисленной по свидетельствам, оказалась равной 0,0008%

Заключение

Экспериментальные работы привели к созданию опытного образца высокоомного потенциометра постоянного тока для измерения э. д. с. до 19 в без делителя напряжения. Наибольшая погрешность показаний прибора при использовании

всех шести декад не превышает 0,0015%, что обеспечивается рядом схемных и конструктивных мер, принятых впервые в потенциометре с последовательно соединенными и замещающими декадами. Главными мерами, определившими малую погрешность его являются: наличие подстроечных реохордов для подгонки основных декад по результатам поверки, наличие вспомогательного контура для автономной поверки, компенсация нулевого падения напряжения и технология изготовления наиболее ответственных резисторов (подбор по температурным коэффициентам, герметизация, экранирование и т. д.).

Разработанный образец может служить основой для создания высокоомных потенциометров класса 0,002 для измерения э. д. с. и напряжений до 19 в.

Работа над созданием конструкции прибора производилась совместно с конструкторами А. М. Бродским и К. М. Брежневой. Экспериментальная оценка погрешностей опытных образцов выполнена ст. инженером Г. И. Савиной.

ЛИТЕРАТУРА

1. Каталог фирмы «Guildline Instruments Ltd»: «New product bulletin», April, 1966, № 4.
2. «Instruments and Control Systems», 1964, v. 37, № 7, p. 114- Рекламная статья американской фирмы Julie Research Laboratories Inc.
3. Рождественская Т. Б., Зорин Д. И., Бродский А. М. Новая модель высокоомного шестидекадного потенциометра. «Измерительная техника», 1961, № 6.
4. Широков К. П. Новый шестидекадный потенциометр. Труды ВНИИМ, вып. 6 (66), 1949.
5. ГОСТ 9245—59*. «Потенциометры постоянного тока измерительные».

Поступила в редакцию
15/V 1968 г.

УДК 621.317.715.088

Е. А. ТРОИЦКИЙ
ВНИИМ

ВЛИЯНИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ НА ПОРОГ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ И ФЛУКТУАЦИИ ПОКАЗАНИЙ ГАЛЬВАНОМЕТРОВ

Эффективным методом получения требуемой чувствительности гальванометров, уменьшения влияния шумов на их показания и коррекции динамики работы является изменение их параметров с помощью электрических корректирующих цепей [1]. Шум элементов корректирующей цепи, наряду с шумами гальванометра, является причиной флуктуаций показаний и определяет значение пороговой чувствительности — одной из важнейших характеристик высокочувствительных приборов.

В статье исследовано влияние на пороговую чувствительность гальванометра и на дисперсию флуктуаций его показаний физических шумов, вносимых корректирующими цепями, и эти характеристики сравнены с соответствующими характеристиками отдельно взятого гипотетического гальванометра (ГО), момент инерции, удельный противодействующий момент и коэффициент успокоения которого равны соответствующим параметрам гальванометра с корректирующими цепями (ГК). Сравнение пороговой чувствительности гальванометров с корректирующими цепями и гипотетического было проведено в абсолютной форме ввиду

того, что параметры этих приборов имеют одинаковые значения. Это исследование представляется целесообразным в связи с тем, что чувствительность гальванометров в ряде случаев доводит до значения, определяемого физическими шумами [2].

Дисперсия флуктуаций подвижной части ГК при отсутствии корреляционной связи между шумами гальванометра и корректирующей цепи определяется выражением

$$\sigma^2 = \int_0^{\infty} |\Phi_0(j\omega)|^2 S_T(\omega) d\omega + \int_0^{\infty} |\Phi_K(j\omega)|^2 S_K(\omega) d\omega, \quad (1)$$

где σ — среднее квадратическое значение флуктуаций рамки гальванометра; $\Phi_0(j\omega)$, $\Phi_K(j\omega)$ — частотные характеристики соответственно для шума гальванометра и шума корректирующей цепи; ω — угловая частота; $S_T(\omega)$ — спектральная плотность шума гальванометра; $S_K(\omega)$ — спектральная плотность шума корректирующей цепи.

Причем, что пороговый сигнал U_n , обнаруживаемый на входе прибора, т. е. пороговая чувствительность, определяется выражением

$$U_n = \frac{3\sigma}{\Phi(s)|_{s \rightarrow 0}}, \quad (2)$$

где $\Phi(s)$ — передаточная функция прибора; s — параметр преобразования Лапласа.

Приведем необходимые для дальнейшего анализа соотношения гальванометра.

Передаточная функция равна

$$\Phi(s) = \frac{\Psi}{R} \cdot \frac{1}{Js^2 + Ps + W}, \quad (3)$$

где Ψ — потокосцепление подвижной части; R — сопротивление цепи рамки гальванометра; J — момент инерции; P — коэффициент успокоения гальванометра; W — удельный противодействующий момент.

В относительных частотах $\eta = \omega/\omega_T$ передаточная функция примет вид

$$\Phi_0(j\eta) = \frac{\Psi}{RW} \cdot \frac{1}{(j\eta)^2 + 2\beta(j\eta) + 1},$$

где $\omega_T = \sqrt{\frac{W}{J}}$ — частота собственных колебаний; $\beta = \frac{P}{2\sqrt{WJ}}$ — степень успокоения.

Выражения спектральной плотности шума для циклической f , угловой ω и относительной η частот связаны соотношением

$$S(f) = 2\pi S(\omega) = \frac{2\pi S(\eta)}{\omega_T}. \quad (4)$$

Естественный шум гальванометра состоит из броуновского шума среды, окружающей его подвижную часть, и теплового шума сопротивления цепи рамки.

Спектральная плотность теплового шума сопротивления R постоянна и для циклической частоты определяется известным выражением [3]

$$S_T(f) = 4kTR,$$

где k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура.

Воздействие броуновского шума на флуктуации показаний гальванометра незначительно по сравнению с тепловым шумом сопротивления R , поэтому в расчетах не будем учитывать броуновский шум и соответственно успокоение колебаний подвижной части за счет ее взаимодействия с воздушной средой.

Известно, что в состоянии теплового статистического равновесия дисперсия флуктуаций рамки ГО не зависит от количества источников шумов и равна [3]

$$\alpha^2 = \frac{kT}{W} = \frac{S_T(f)}{4WR} \quad (5)$$

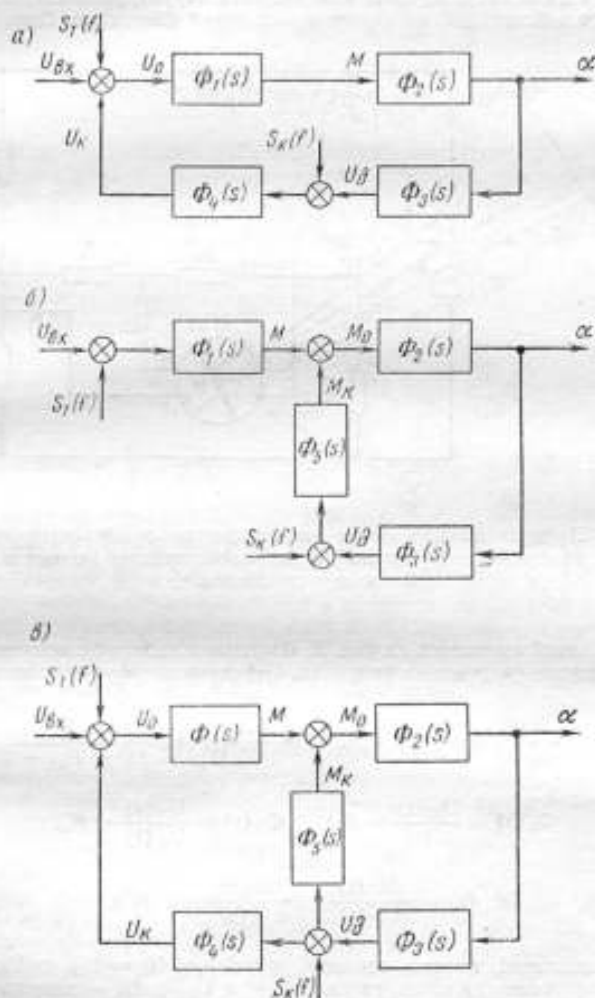


Рис. 1. Структурные схемы гальванометра с корректирующими цепями, изменяющими: а — удельный противодействующий момент, б — коэффициент успокоения, в — удельный противодействующий момент и коэффициент успокоения.

Пороговый сигнал ГО, согласно формулам (2) и (3), будет

$$U_n = 3 \sqrt{\frac{\pi S_T(\eta)}{4\beta_1}}, \quad (6)$$

где $S_T(\eta) = S_T(f) \omega_T/2\pi$; $\beta_1 = P_1/2 \sqrt{JW}$ — степень и $P_1 = \psi^2/R$ — коэффициент электромагнитного успокоения.

Перейдем теперь к изучению интересующих нас характеристик гальванометра с корректирующими цепями.

На рис. 1 даны используемые при расчетах структурные схемы из звеньев направленного действия для гальванометра с двумя обмотками. Одна из возмож-

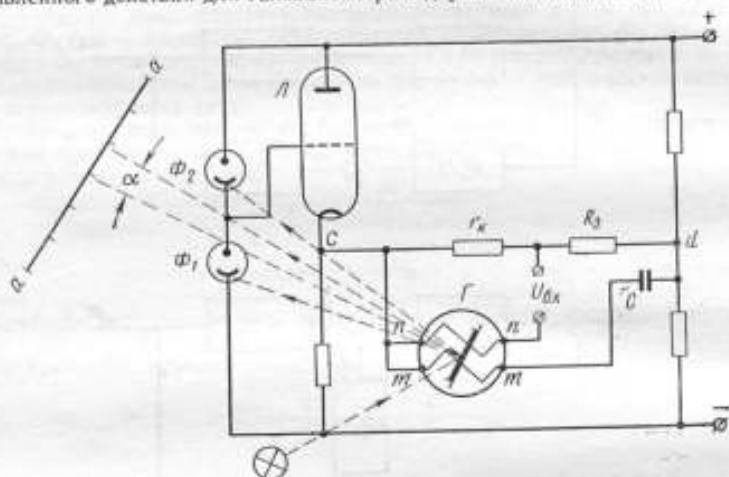


Рис. 2. Принципиальная схема гальванометра с корректирующими цепями, изменяющими удельный противодействующий момент и коэффициент успокоения.

ных их реализаций приведена на рис. 2. Входные и выходные величины и точки приложения шумов указаны на рисунках. Передаточные функции звеньев имеют вид:

$$\Phi_1(s) = \frac{M(s)}{U_0(s)} = \frac{\Psi_1}{R}; \quad \Phi_2(s) = \frac{\alpha(s)}{M_0(s)} = \frac{1}{Js^2 + P_1s + W};$$

$$\Phi_3(s) = \frac{U_k(s)}{\alpha(s)} = K_1; \quad \Phi_4(s) = \frac{U_k(s)}{U_n(s)} = K_2.$$

$$\Phi_5(s) = \frac{M_k(s)}{U_n(s)} = \frac{i(s)\Psi_2}{U_n(s)} = K_3\Psi_2s.$$

где M — вращающий момент основной обмотки; $U_0 = U_{0X} \pm U_k$ — результирующее напряжение на входе гальванометра; U_{0X} и U_k — напряжения входного сигнала и обратной связи соответственно; Ψ_1 и Ψ_2 — потокосцепление основной и дополнительной обмоток соответственно; α — угол поворота зеркала гальванометра; $M_0 = M \pm M_k$ — результирующий вращающий момент; M_k — вращающий момент дополнительной обмотки; U_n — напряжение, пропорциональное углу поворота зеркала гальванометра; i — ток в дополнительной обмотке, про-

порциональный производной напряжения U_x ; K_1 , K_2 , K_3 — коэффициенты передачи.

Знаки минус и плюс в формулах относятся соответственно к отрицательной и к положительной обратной связи.

Гальванометр с корректирующей цепью, изменяющей удельный противодействующий момент

Согласно структурной схеме рис. 1, а, можно для частотных характеристик $\Phi_o(j\omega)$ и $\Phi_k(j\omega)$ получить

$$\Phi_o(j\omega) = \frac{\Psi_1}{R} \cdot \frac{1}{J(j\omega)^2 + P_1(j\omega) + W_o}; \quad (7)$$

$$\Phi_k(j\omega) = \frac{\Psi_1 K_2}{R} \cdot \frac{1}{J(j\omega)^2 + P_1(j\omega) + W_o}, \quad (8)$$

где $W_o = W \pm W_k$ — общий удельный противодействующий момент; $W_k = \Psi_1 K_1 K_2 / R$ — удельный противодействующий момент, созданный корректирующей цепью [4].

В соответствии с формулами (1) и (2) и приведенными частотными характеристиками, считая спектральную плотность физического шума элементов корректирующей цепи постоянной, имеем

$$\sigma^2 = [S_T(f) + K_2^2 S_K(f)] \frac{1}{4W_o R}; \quad (9)$$

$$U_n = 3 \sqrt{[S_T(\eta_0) + K_2^2 S_K(\eta_0)] \frac{\pi}{4\beta_0}}, \quad (10)$$

где $\eta_0 = \frac{\omega}{\omega_0}$, а $\omega_0 = \sqrt{\frac{W_o}{J}}$ — частота собственных колебаний ГК при изменении удельного противодействующего момента; $\beta_0 = \frac{P_1}{\sqrt{JW_o}}$ — общая степень успокоения ГК.

Из зависимостей (9) и (10) следует, что при изменении удельного противодействующего момента пороговый сигнал и дисперсия флуктуаций рамки гальванометра из-за шума корректирующей цепи всегда больше, чем соответствующие характеристики у ГО.

Исследуем, как зависят эти характеристики от значения коэффициента K_2 , определяющего влияние шума корректирующей цепи.

Положительная обратная связь

Для выполнения требования устойчивой работы гальванометра необходимо, чтобы $W_o > 0$. Отсюда следует ограничение значения коэффициента K_2

$$K_2 < \frac{WR}{\Psi_1 K_1} = K_{2л}. \quad (11)$$

Дисперсия флуктуаций рамки ГК, согласно выражению (9), монотонно стремится к бесконечности при приближении значения K_2 к $K_{2л}$.

Пороговый сигнал имеет экстремумы, которые определяют обычным анализом уравнения (10) с помощью производных. Значения K_2 , соответствующие экстремальным точкам, вычислим по формуле

$$K_{2эк} = \frac{b_1 \pm \sqrt{b_1^2 - a_1 c_1}}{a_1}, \quad (12)$$

где $a_1 = 3\Psi_1 K_1 S_K(f)$; $b_1 = WRS_K(f)$; $c_1 = \Psi_1 K_1 S_T(f)$.

При этом должно быть выполнено условие

$$b_1^2 \geq a_1 c_1, \text{ т. е. } S_{\kappa}(f) \geq \frac{3P_1 K_1^2}{W^2 R} S_T(f). \quad (13)$$

При приближении значения K_2 к K_{2M} пороговый сигнал стремится к нулю, так как при этом стремится к нулю общий противодействующий момент.

Отрицательная обратная связь

Как следует из анализа уравнения (9), дисперсия флуктуаций рамки ГК минимальна при $K_2 = K_{2M}$:

$$K_{2M} = \frac{-b_2 + \sqrt{b_2^2 + a_2 c_2}}{a_2}, \quad (14)$$

где $a_2 = \psi_1 K_1 S_{\kappa}(f)$; $b_2 = WRS_{\kappa}(f)$; $c_2 = \psi_1 K_1 S_T(f)$.

Вследствие этого, при $K_2 > K_{2M}$ дисперсия флуктуаций рамки гальванометра из-за шума корректирующей цепи возрастает, в то время как у ГО продолжает убывать.

Пороговый сигнал ГК монотонно возрастает при увеличении коэффициента K_2 , причем при $K_2 > K_{2M}$ возрастание характеристики резко увеличивается вследствие увеличения дисперсии флуктуаций рамки гальванометра. Ввиду этого желательно, чтобы коэффициент K_2 был меньше K_{2M} .

Гальванометр с корректирующей цепью, изменяющей коэффициент успокоения

Для устранения влияния корректирующей цепи на вход используют гальванометр с двумя обмотками.

Частотные характеристики, вычисленные согласно структурной схеме рис. 16, имеют вид

$$\Phi_0(j\omega) = \frac{\psi_1}{R} \cdot \frac{1}{J(j\omega)^2 + P_0(j\omega) + W}, \quad (15)$$

$$\Phi_{\kappa}(j\omega) = \frac{\psi_2 K_3(j\omega)}{J(j\omega)^2 + P_0(j\omega) + W}, \quad (16)$$

где $P_0 = P_1 \pm P_{\kappa}$ — общий коэффициент успокоения; $P_{\kappa} = K_1 K_3 \psi_2$ — коэффициент успокоения, вносимый корректирующей цепью.

Электромагнитным успокоением дополнительной обмотки в значении P_1 пренебрегаем по сравнению с основной, так как обычно ψ_2 меньше ψ_1 и сопротивление цепи дополнительной обмотки много больше основной.

В соответствии с частотными передаточными функциями (15) и (16) получим для порогового сигнала и дисперсии флуктуаций рамки ГК:

$$\sigma^2 = [S_T(f) + (K_3 v \omega_T R)^2 S_{\kappa}(f)] \frac{P_1}{4WRP_0}; \quad (17)$$

$$U_n = 3 \sqrt{[S_T(\eta) + (K_3 v \omega_T R)^2 S_{\kappa}(\eta)] \frac{\pi}{4\beta_0}}, \quad (18)$$

где $v = \psi_2/\psi_1$; $\beta_0 = \beta_1 \pm \beta_{\kappa}$; $\beta_{\kappa} = \frac{P_{\kappa}}{2\sqrt{WJ}}$ — степень успокоения, вносимая корректирующей цепью.

Исследуем характеристики гальванометра, определяемые уравнениями (17) и (18) как функции коэффициента K_3 , от которого зависит влияние шума корректирующей цепи.

Положительная обратная связь

Для выполнения требования устойчивой работы гальванометра необходимо, чтобы $P_0 > 0$, откуда имеем следующие ограничения значения K_2 :

$$K_2 < \frac{P_1}{\psi_2 K_1} = K_{2л}. \quad (19)$$

Дисперсия флуктуаций рамки ГК и пороговый сигнал монотонно стремятся к бесконечности при приближении K_2 к $K_{2л}$. Дисперсия флуктуаций рамки ГО постоянна.

Отрицательная обратная связь

Исследуемые характеристики, как показал анализ уравнений (17) и (18), имеют минимум при коэффициенте $K_2 = K_{2м}$:

$$K_{2м} = \frac{-b_2 + \sqrt{b_2^2 + a_2 c_2}}{a_2}, \quad (20)$$

где $a_2 = (v\omega_r R)^2 K_1 \psi_2 S_K(f)$; $b_2 = P_1 (v\omega_r R)^2 S_K(f)$; $c_2 = K_1 \psi_2 S_T(f)$. Из анализа выражений (5) и (17), (6) и (18) имеем, что при $K_2 < K_{2л}$, определяемого формулой

$$K_{2л} = \frac{K_1 \psi_2}{P_1 (v\omega_r R)^2} \cdot \frac{S_T(f)}{S_K(f)}, \quad (21)$$

значения порогового сигнала и дисперсии флуктуаций рамки ГК меньше, чем значения соответствующих характеристик ГО. Это возможно ввиду того, что ГК является не замкнутой системой.

Гальванометр с корректирующими цепями, изменяющими удельный противодействующий момент и коэффициент успокоения

Частотные характеристики, определяемые в соответствии со структурной схемой рис. 1, а, имеют вид

$$\Phi_0(j\omega) = \frac{\psi_1}{R} \cdot \frac{1}{J(j\omega)^2 + P_0(j\omega) + W_0}; \quad (22)$$

$$\Phi_K(j\omega) = \frac{\psi_1 K_2 / R + K_2 \psi_2(j\omega)}{J(j\omega)^2 + P_0(j\omega) + W_0}. \quad (23)$$

Пороговый сигнал и дисперсия флуктуаций рамки ГК определяются выражениями

$$\sigma^2 = [S_T(f) + K_2^2 S_K(f) + (K_2 v\omega_0 R)^2 S_K(f)] \frac{P_1}{4W_0 P_0}; \quad (24)$$

$$U_n = 3 \sqrt{[S_T(\eta_0) + K_2^2 S_K(\eta_0) + (K_2 v\omega_0 R)^2 S_K(\eta_0)] \frac{\pi}{4\beta_0}}. \quad (25)$$

При этом степень успокоения, вносимая корректирующей цепью, равна

$$\beta_K = \frac{P_K}{2 \sqrt{JW_0}}.$$

Исследуем эти характеристики в зависимости от значения коэффициентов K_2 и K_3 . Ограничимся рассмотрением наиболее часто используемой отрицательной обратной связи.

Согласно анализу уравнения (24), дисперсия флуктуаций рамки ГК минимальна, когда значение коэффициента K_2 определяется выражением (14), а $K_3 = K_{2m}$:

$$K_{2m} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 + ac}}{a}, \quad (26)$$

где $a = \Psi_2 K_1 (v\omega_0 R)^2 S_K(f)$; $b = P_1 (v\omega_0 R)^2 S_K(f)$; $c = K_1 \Psi_2 [S_T(f) + K_2^2 S_K(f)]$.

Пороговый сигнал минимален только по параметру K_2 , когда его значение определяется выражением (26).

Анализ уравнений (5) и (24), (6) и (25) показал, что если коэффициент K_3 находится в области значений

$$\frac{q - \sqrt{q^2 - mn}}{m} < K_3 < \frac{q + \sqrt{q^2 - mn}}{m}, \quad (27)$$

где $m = 2P_1 (v\omega_0 R)^2 S_K(f)$; $q = K_1 \Psi_2 S_T(f)$; $n = 2K_2^2 P_1 S_K(f)$, то значения исследуемых характеристик ГК меньше, чем у ГО.

При этом необходимо выполнение условия $q^2 \gg mn$. Откуда в предположении, что $W_K \gg W$, получим ограничение значения K_2 :

$$K_2 \leq \sqrt[3]{\frac{JK_1}{4P_1\Psi_1} \cdot \frac{S_T(f)}{S_K(f)}} = K_{2m}. \quad (28)$$

В рассмотренных корректирующих цепях желательно иметь максимально возможное значение коэффициента K_1 . Это позволяет при одной и той же степени изменения параметров гальванометра уменьшить значения коэффициентов K_2 и K_3 , а, следовательно, значения порогового сигнала и дисперсии флуктуаций ГК.

Корректирующая цепь по моменту инерции в статье не рассмотрена, так как ее практически не применяют.

Для иллюстрации полученных результатов вычислим пороговый сигнал и дисперсию флуктуаций рамки ГК, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.

В схеме применен разработанный во ВНИИМ в 1967 г. двухобмоточный гальванометр типа НФК/Г-1 с параметрами:

$$J = 2 \cdot 10^{-8} \text{ кгм}^2, \quad W = 10^{-3} \text{ нм/рад}, \quad \Psi_1 = 0,6 \cdot 10^{-2} \text{ вб},$$

$$\Psi_2 = 0,2 \cdot 10^{-2} \text{ вб}, \quad R = 10 \text{ ом}.$$

Угол α поворота рамки гальванометра преобразуется в электрический сигнал двумя фотоэлементами Φ_1 и Φ_2 типа Ф8 за счет перераспределения между ними светового потока из-за поворота зеркала. В рабочем состоянии через фотоэлементы протекает ток $I_\Phi = 6 \cdot 10^{-7}$ а. Динамическое сопротивление фотоэлементов в рабочей точке $r_\Phi = 10^{10}$ ом.

Катодный повторитель (лампа Л) служит для усиления сигнала фотоэлементов по мощности. В диагонали $c-d$ получаем напряжение U_d , пропорциональное углу поворота зеркала.

На основную обмотку $n-m$ подают напряжение

$$U_0 = U_{вх} \pm U_k,$$

где $U_k = I_d r_k$; $I_d = U_d / (R_d + r_k)$ — ток в диагонали $c-d$; r_k — компенсационное сопротивление.

Считая внутреннее сопротивление катодного повторителя малым по сравнению с сопротивлением нагрузки $R_d = 3$ ком, в расчетах коэффициент усиления по напряжению катодного повторителя принят равным единице.

Следовательно, коэффициент K_2 определяется зависимостью

$$K_2 = \frac{r_k}{R_d + r_k}.$$

Через дополнительную обмотку $m-m$ протекает ток

$$i = C \frac{dU_A}{dt} \quad (C - \text{емкость}),$$

который вызывает момент

$$M_k = C\psi_2 \frac{dU_A}{dt}.$$

Сопоставляя полученные результаты с выражением для передаточной функции $\Phi_2(s)$, можем сделать вывод, что $K_2 = C$.

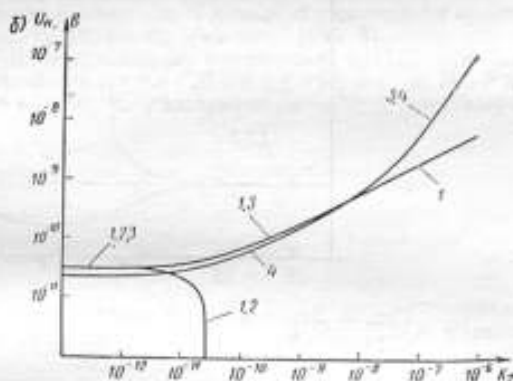
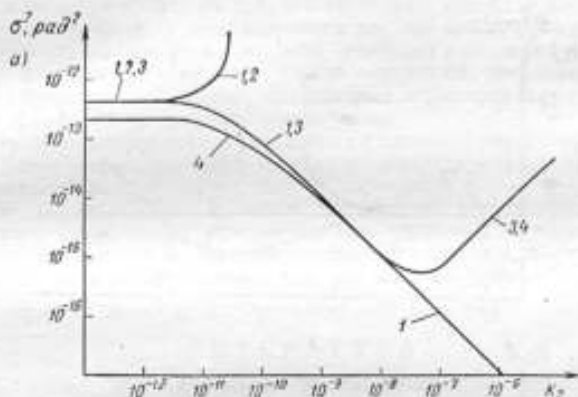


Рис. 3. Зависимость от коэффициента K_2 : а — дисперсия флуктуаций рамки и б — порогового сигнала гальванометра.

Гальванометры: 1 — гипотетический, 2 — с положительной и 3 — с отрицательной обратной связью по удельному противодействующему моменту, 4 — с отрицательной обратной связью по коэффициенту успокоения и удельному противодействующему моменту.

Показания гальванометра наблюдают по шкале $a-a$. Коэффициент K_1 преобразования угла α в напряжение U_A равен $6 \cdot 10^5$ в/рад. Шум корректирующей цепи определяется в основном дробовым шумом тока фотоэлементов схемы и приведенный к сетке лампы L в рабочей области частот ГК имеет постоянную спектральную плотность, определяемую выражением

$$S_k(f) = 2S_{др} r_A^2 = 3,8 \cdot 10^{-5} \text{ в}^2/\text{сек.}$$

где $S_{др} = 2eI_{ф}$ — спектральная плотность дробового шума фотоэлементов [3]; e — заряд электрона.

Спектральная плотность теплового шума сопротивления R при $T = 293^\circ \text{K}$ равна

$$S_T(f) = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ в}^2/\text{сек.}$$

Результаты расчетов порогового сигнала и дисперсии флуктуаций ГК и ГО приведены в логарифмическом масштабе на рис. 3 и 4.

При изменении удельного противодействующего момента (рис. 3) в случае положительной обратной связи (кривые 2) коэффициент $K_{21} = 2,8 \cdot 10^{-11}$. Пороговый сигнал экстремумов не имеет, так как значение спектральной плотности шума корректирующей цепи не удовлетворяет условию (13). Значения характеристик ГК и ГО практически одинаковы.

Характеристики ГК при отрицательной обратной связи (кривые 3) значительно отличаются от характеристик ГО до тех пор, пока значения коэффициента K_2 меньше $K_{2M} = 7,1 \cdot 10^{-9}$. Затем наклон кривых 3 резко возрастает.

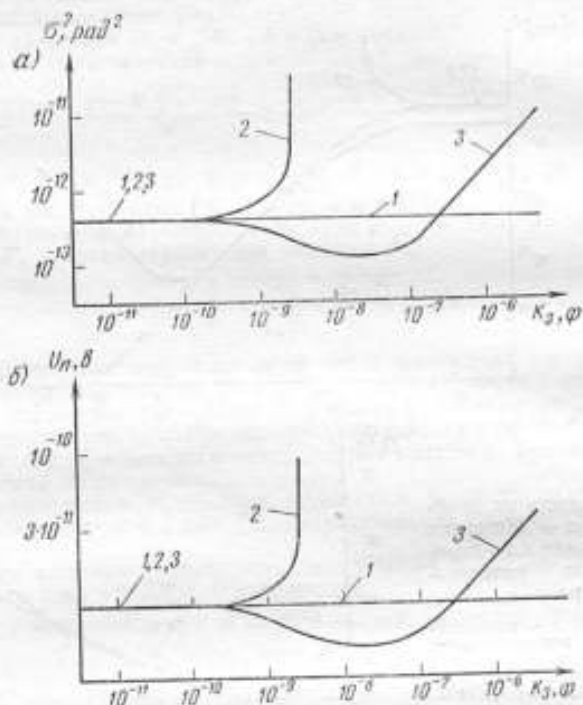


Рис. 4. Зависимость от коэффициента K_2 : а — дисперсии флуктуаций рамки и б — порогового сигнала гальванометра.

Гальванометры: 1 — гипотетический, 2 — с положительной и 3 — с отрицательной обратной связью по коэффициенту успокоения.

При изменении коэффициента успокоения (рис. 4) максимальное значение коэффициента K_2 при положительной обратной связи (кривые 2) равно $K_{2M} = 2,3 \cdot 10^{-9}$ ф. Увеличение коэффициента успокоения (кривая 3) позволяет получить при значении K_2 , меньшем $K_{2M} = 2,5 \cdot 10^{-7}$ ф характеристики ГК лучше, чем у ГО. При оптимальном значении коэффициента $K_{2M} = 1,4 \cdot 10^{-9}$ ф получим минимальные значения характеристик ГК $\sigma^2 = 1,2 \cdot 10^{-13}$ рад² и $U_n = 1,7 \cdot 10^{-11}$ в, в то же время для ГО имеем $\sigma^2 = 4 \cdot 10^{-13}$ рад² и $U_n = 3,2 \cdot 10^{-11}$ в. Следовательно, оптимальное значение коэффициента K_2 позволяет улучшить данные характеристики в 2 раза при увеличении коэффициента успокоения в 4 раза.

Характеристики гальванометра с корректирующими цепями, изменяющими удельный противодействующий момент и коэффициент успокоения (рис. 3, кри-

вая 4), вычислены в зависимости от значения K_2 при соответствующем ему значении K_{20} , рассчитанном по формуле (26).

Из рис. 3 видно, что при значении K_2 , меньшем $K_{20} = 10^{-8}$, характеристики ГК лучше, чем ГО.

Заключение

Анализ влияния шума корректирующих цепей на порог чувствительности и флуктуации показаний гальванометров привел к следующим выводам.

1. Применение корректирующих цепей для увеличения коэффициента успокоения гальванометра позволяет снизить пороговый сигнал и дисперсию флуктуаций его подвижной части по сравнению с тем, что может быть получено у отдельно взятого гальванометра в состоянии теплового равновесия с окружающей средой. Для каждого гальванометра можно определить оптимальные значения параметров корректирующих цепей, при которых пороговый сигнал и дисперсия флуктуаций рамки гальванометра минимальны.

2. Уменьшение коэффициента успокоения с помощью корректирующих цепей приводит к увеличению порогового сигнала и дисперсии флуктуаций подвижной части гальванометра.

3. После определенного значения параметров корректирующих цепей, увеличивающих коэффициент успокоения или удельный противодействующий момент, происходит резкое возрастание порогового сигнала и дисперсии флуктуаций подвижной части по сравнению с тем, что имел бы отдельно взятый гальванометр.

ЛИТЕРАТУРА

1. Meissner W. и Doll R. Hochstimpfliches Ponzergalvanometer. Zeitschrift für angewandte Physik, В. 7, Н. 10, October, 1955.
2. Hill A. V. The Brownian fluctuations of a coupled galvanometer system. Journal of scientific Instrument, v. 30, No 62, February, 1955.
3. Грановский В. Л. Электрические флуктуации, ОНТИ, 1936.
4. Куликовский А. Ф., Мелик-Шахназаров А. М., Рабинович С. Г., Селибер Б. А. Гальванометрические компенсаторы. Энергия, 1964.

Поступила в редакцию
15/V 1968 г.

УДК 621.317.725.089.68

Е. К. ДРАНИШНИКОВА, Г. И. САВИНА
ВНИИМ

О ПОВЕРКЕ ЦИФРОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ*

В настоящее время все большее применение в промышленности находят цифровые приборы, которые дают возможность в кратчайший срок получить максимум информации в виде, удобном как для визуального считывания, так и для обработки информации на счетно-решающей машине.

Наибольшее распространение среди цифровых приборов получили цифровые вольтметры. В таблице приведены основные технические характеристики цифро-

* Работа доложена на конференции молодых специалистов ВНИИМ имени Д. И. Менделеева в 1968 г.

Основные характеристики цифровых вольтметров высоких классов точности, выпускаемых отечественной и зарубежной промышленностью

Тип прибора и фирма	Пределы измерений, μ	Чувствительность, мкВ	Основная погрешность	Входное сопротивление по пределам, Мом	Число зна-ков	Наличие фильтра	Цена, экв.
B2-19 «Пунапа-Рут»	1,5—15—150—1000	100	$\pm(0,05 \pm 0,007 U_n/U_x)\%$	1000—10—10—10	5	Нет	0,02
P-339 ЗИП	1,5—15—150—1000	100	$\pm 0,03\% U_n$ на пределе 1,5 μ ; $\pm 0,05\% U_n$ на остальных	0,1—1—10—10	5	*	3
Щ 1411М «Выбратор»	1—10—100—1000	100	$\pm(0,05\% U_x \pm 1 \text{ знак})$	0,1—1—10—10	4	*	2
Щ 1511М «Выбратор»	10—100—1000	100	$\pm(0,02\% U_x \pm 2 \text{ знака})$	10 (100)—10—10	6	*	2
Щ 1512 «Выбратор»	1—10—100—1000	10	$\pm(0,008 \pm 0,002 U_n/U_x)\%$	1000—10—10—10	6	Есть	0,5
DM2010	10^{-2} —1100 (4 пред.)	10	$\pm 0,001\%$	$> 25\ 000$ (10 мкс—11 μ); 10—на других	6	Есть	0,44
«Digital measurements»							
DM2022	10^{-4} —2000	10	$\pm(0,01 U_x \pm 0,0025\% U_n)$	пределах $> 25\ 000$ (10 мкс—4 μ); 10—на других	5	*	0,02
«Digital measurements»							
M904 «Solartron Electr. Group.»	3—30—300—1000	50	$\pm 0,01\% U_n$	> 500 —на ниж-нем пределе, 10—на остальных	6	*	0,42
TR-1652 «Orion»	1—10—100—1000	100	$\pm 0,01\% U_n$	500—на пределе 1 μ ; 10—на остальных	5	*	0,02
2060DVM Non-Linear «Systems, Inc.»	10—100	10	$\pm 0,0005\%$	10—на остальных 100 ком	6	*	1,7

ных вольтметров постоянного тока высокой точности, выпускаемых отечественной и зарубежной промышленностью.

Если в 1963 г. самые точные в мире цифровые приборы имели погрешность 0,01%, то в настоящее время ряд зарубежных фирм выпускает приборы, погрешность которых составляет 0,001 и 0,0005%. В СССР осваивается выпуск цифровых вольтметров, погрешность которых составляет 0,01% от верхнего значения предела измерения.

Несмотря на широкое применение, которое получают цифровые приборы в технике электрических измерений, до сих пор не разработан единый государственный стандарт на общие технические требования для цифровых вольтметров, нет единой системы нормирования погрешности таких приборов.

Все это приводит к ряду трудностей при разработке методов и создании аппаратуры для аттестации, в частности — цифровых вольтметров.

Едиственный нормативный документ по поверке цифровых вольтметров, кроме поверочной схемы [1], представляют «Методические указания № 260», но в них приведены методы и средства поверки цифровых вольтметров постоянного тока, погрешность которых составляет 0,03% и более.

При поверке приборов более высокого класса точности следует предъявлять соответственно высокие требования как к аппаратуре, применяемой для поверки, так и к условиям поверки. Допускаемая погрешность образцовой аппаратуры должна быть по крайней мере в 5 раз меньше погрешности поверяемого прибора. Возможно применение образцовых средств измерения с допускаемой погрешностью, в 2,5 раза меньшей погрешности поверяемого прибора, но при этом необходимо учитывать поправки на эти средства измерения.

Рассмотрим методы, которые применяли во ВНИИМ для поверки точных цифровых вольтметров классов 0,001 и 0,01.

Для определения погрешности представленных в поверку цифровых вольтметров DM2022 и TR-1652, имеющих, по данным фирмы, погрешность 0,01% от максимального значения предела измерения ± 1 знак, были использованы: компенсатор постоянного тока типа Р345, делитель напряжения типа Р313, нормальный элемент 1-го разряда.

Э. д. с. нормального элемента известна с погрешностью $2 \cdot 10^{-4}\%$, которой можно пренебречь. Температурная погрешность нормального элемента исключается введением температурных поправок на значение его э. д. с. Таким образом, суммарная погрешность образцовой аппаратуры составила 0,002%.

Наличие пульсаций в выходном напряжении стабилизированных источников крайне затрудняет поверку цифровых вольтметров, поэтому при поверке вольтметров DM2022 и TR-1652 в качестве источников напряжения был использован набор батарей «Девиз» на пределах до 10 в и батареи «БАС» на пределах 100 и 1000 в.

В соответствии с «Методическими указаниями № 260» цифровые вольтметры поверяли на самом чувствительном пределе измерения по всем точкам, включающим все дискретные показания, а на остальных пределах — при значении измеряемого напряжения, близком к предельному, так как в сущности на верхних пределах измерения добавляется только погрешность коэффициента деления входного делителя напряжения цифрового прибора.

С помощью вспомогательного делителя напряжения, имеющего регулируемый коэффициент деления с плавностью 0,001%, напряжение источника регулировали таким образом, чтобы компенсатор постоянного тока показывал требуемое напряжение U_0 . Затем запускали поверяемый цифровой вольтметр и снимали его показание U_x в вольтах.

Погрешности γ поверяемого вольтметра подсчитывали для каждого измеряемого напряжения по формуле

$$\gamma = \frac{U_x - U_0}{U_0} 100\%.$$

где U_0 — максимальное значение напряжения на соответствующем пределе измерения в вольтах.

Результаты поверки цифровых вольтметров DM2022 и TR-1652 подтвердили, что погрешность их действительно не превышает 0,01% от верхнего значения

предела измерения ± 1 знак. Для получения большой достоверности результатов цифровой вольтметр TR-1652 был поверен с помощью компенсатора типа ПВ-9 класса 0,002, используемого в качестве калибратора напряжения постоянного тока. Этот компенсатор высокоомный, двухпредельный (1,9 и 19в), со встроенной системой автономной поверки*. Он был предварительно поверен и подстроен так, что его погрешность не превышала 0,001%. Высокая точность подгонки измерительных сопротивлений декад компенсатора позволила использовать его в качестве источника калиброванных напряжений при поверке цифровых вольтметров, имеющих высокоомный вход (не менее 500 Мом), а следовательно, малое потребление тока.

Погрешность данного метода определяется суммой двух погрешностей: погрешности компенсатора и погрешности от шунтирования компенсатора-калибратора поверяемым прибором.

Погрешность от шунтирования находим по формуле

$$\gamma_{ш} = \frac{r_1(R_k - r_1)}{R_k R_{пр}},$$

где r_1 — сопротивление, с которого напряжение подают на поверяемый прибор; R_k — сопротивление измерительной цепи компенсатора; $R_{пр}$ — входное сопротивление поверяемого прибора.

Расчеты показывают, что погрешность от шунтирования максимальна при $r_1 = \frac{R_k}{2}$, т. е. при введении половины числа катушек 1-й декады, и при поверке вольтметра TR-1652 с входным сопротивлением 500 Мом равна 0,001%. Таким образом, суммарная погрешность поверки в данном случае составляла 0,002%.

Погрешность цифрового вольтметра DM2010, по данным фирмы, составляет $\pm 0,001\%$ от верхнего значения предела измерения ± 1 знак. Его входное сопротивление на пределах 1 и 10 в более 25 000 Мом, а на пределах 100 и 1000 в — 10 Мом.

Для калибровки прибора служит встроенный нормальный элемент, аналогичный отечественному нормальному элементу класса 0,001, снабженный термометром и графиком зависимости э. д. с. от изменения температуры.

Трудность поверки вольтметра DM2010 заключается в соизмеримости его погрешности с погрешностью наиболее точной образцовой аппаратуры. Для повышения точности поверки вольтметра делитель P313 и компенсатор P345 были предварительно поверены и подстроены, в результате чего во время поверки погрешность делителя не превышала 0,0001%, а компенсатора 0,0002%. Кроме того, на значения э. д. с. нормального элемента, включенного с образцовым компенсатором, вводили температурные поправки. Температуру окружающей среды определяли с погрешностью 0,05 град. За время поверки изменение этой температуры не превышало $20 \pm 1^\circ \text{C}$. В результате суммарная погрешность образцовой аппаратуры составила 0,0005%.

Поверку производили на пределах 1, 10, 100, 1000 в в режиме периодических измерений с максимальной чувствительностью и включенным фильтром. В результате установлено, что погрешность цифрового вольтметра DM2010 фактически составляет $\pm 0,001\%$ от верхнего значения предела ± 1 знак.

Чтобы установить достоверность результатов поверки, вольтметр DM2010 был поверен на пределах 1 и 10 в с помощью нормальных элементов 1-го разряда.

При определении погрешности этого вольтметра на пределе 1 в, к его входу был подключен нормальный элемент, термостатированный при $t = 20^\circ \pm 0,01^\circ \text{C}$, значение э. д. с. которого известно с погрешностью $2 \cdot 10^{-4}\%$. При этом ток, протекающий через нормальный элемент, благодаря большому входному сопротивлению цифрового вольтметра составил 0,4 нА, что пренебрежимо мало.

Погрешность нормального элемента от изменения температуры в пределах $\pm 0,01^\circ \text{C}$ составляет 0,4 мкВ, а чувствительность прибора на этом пределе 10 мкВ,

* См. стр. 63.

следовательно, температурной погрешностью нормального элемента можно пренебречь.

Для определения погрешности цифрового вольтметра на пределе 10 в была измерена суммарная в. д. с. группы последовательно соединенных 9 нормальных элементов 1-го разряда, также термостатированных. Их температурной погрешностью также можно пренебречь.

Таким образом, погрешность цифрового вольтметра DM2010 в зависимости от предела измерения можно определить как разность между его показанием и значением в. д. с. одного или группы нормальных элементов.

Сравнение результатов определения погрешности цифрового вольтметра на пределах измерения 1 и 10 в, полученных двумя описанными выше способами, показало, что их расхождение не превышает погрешности дискретности прибора.

Опыт показывает, что в настоящее время поверка точных цифровых вольтметров высоких классов точности возможна с помощью компенсаторов постоянного тока и делителей напряжения класса 0,001. При этом компенсаторы могут быть использованы как для непосредственного измерения напряжения на входе поверяемого цифрового вольтметра, так и в качестве источника калиброванных напряжений (например, ПВ-9).

Наиболее удобен и производителен метод с применением источника калиброванных напряжений постоянного тока. Поэтому актуальной проблемой является разработка калибраторов напряжения постоянного тока до 1000 в с весьма малой переменной составляющей в выходном напряжении. Кроме того, для разработки единой методики и образцовой аппаратуры для поверки цифровых вольтметров необходимо ускорить выпуск государственного стандарта на общие технические требования для цифровых вольтметров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Поверочные схемы. Изд-во стандартов, 1965.
2. Методические указания № 260 по поверке цифровых вольтметров постоянного тока. Изд-во стандартов, 1965.

Поступила в редакцию
15/V 1968 г.

УДК 621.319.4 — 555.621

Т. М. ГУЩИНА, М. Д. КЛИОНСКИЙ
ВНИИМ

МЕТОДЫ ТЕРМОКОМПЕНСАЦИИ ОБРАЗЦОВЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ КОНДЕНСАТОРОВ

В метрологии для создания мер емкости в широком диапазоне номинальных значений (10^{-6} — 10^4) пФ используют пластинчатые и цилиндрические конденсаторы, заполняемые газовым диэлектриком. Температурный коэффициент емкости (ТКЕ, η) этих конденсаторов $(15-30) \cdot 10^{-6}$ град $^{-1}$ [1]. В последние годы в связи с повышением точности измерений образцовых конденсаторов возрос интерес к мерам емкости с малым ТКЕ.

Один из путей создания таких мер — применение в конденсаторах материалов с малыми температурными коэффициентами линейного расширения (ТКЛР), например, инвара, плавленого кварца. Однако инвар плохо обрабатывается, обладает ферромагнитными свойствами и не свободен от структурных изменений, которые приводят к необратимым изменениям размеров при длительном хранении.

Применение кварца позволяет получить конденсаторы с ТКЕ близким к нулю. Конструкция таких конденсаторов [2] предусматривает нанесение металлизированных электродов определенной конфигурации на внутреннюю поверхность кварцевой трубки, что связано с технологическими трудностями. Кроме того, емкость таких конденсаторов не превышает 1 пф.

Другой путь создания мер емкости с малым ТКЕ — применение термокомпенсации.

Цилиндрические конденсаторы по сравнению с пластинчатыми менее критичны к взаимному смещению электродов и легче поддаются термокомпенсации.

В последнее десятилетие было предложено несколько принципов конструирования термокомпенсированных цилиндрических мер емкости (табл. 1). Авторы

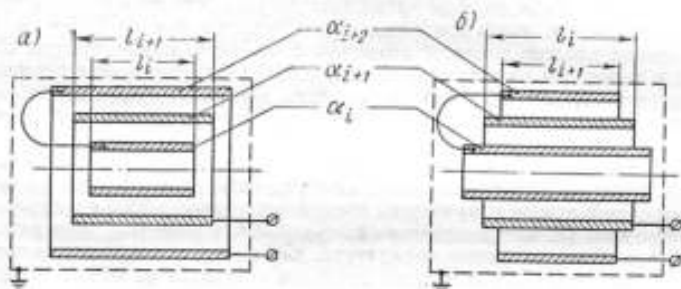


Рис. 1. Упрощенные схемы цилиндрических конденсаторов: *a* — каждый последующий электрод перекрывает по осевой длине предыдущий, *б* — каждый предыдущий электрод перекрывает по осевой длине последующий.

известных работ либо ограничиваются описанием разработанных термокомпенсированных конденсаторов [3, 4], либо приводят методы расчета [5]*, применимые к отдельным двухэлектродным конструкциям с номинальными значениями емкости 1—10 пф.

Рассмотрим задачу термокомпенсации образцовых цилиндрических конденсаторов для конструкций, имеющих n электродов, электрически соединенных параллельно через один. Большинство конструкций многоэлектродных цилиндрических конденсаторов можно свести к схемам рис. 1.

Емкость C конденсатора, имеющего n электродов, можно рассматривать как сумму $n-1$ емкостей параллельно включенных конденсаторов

$$C = \sum_{i=1}^{n-1} C_i, \quad (1)$$

где C_i — емкость i -го конденсатора, образованного двумя соседними цилиндрами (частичная емкость).

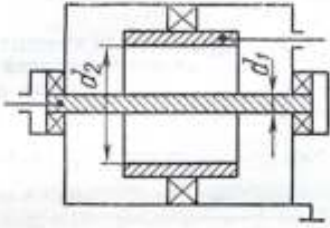
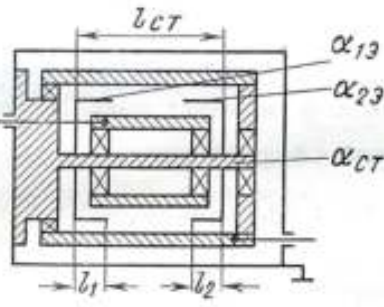
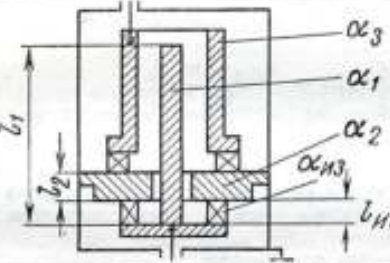
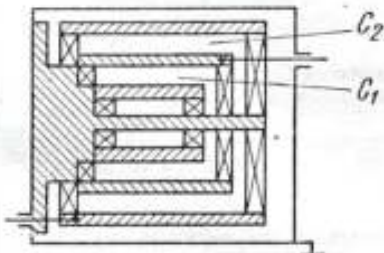
ТКЕ группы параллельно включенных конденсаторов определяют из выражения

$$\eta = \frac{1}{C} \sum_{i=1}^{n-1} C_i \eta_i, \quad (2)$$

где η_i — ТКЕ i -го конденсатора.

* См. также: Грохольский А. Л. Образцовый трехэлектродный конденсатор. Авторское свидетельство № 169699, «Бюллетень изобретений», 1965, № 7.

Таблица 1

Строка	Схема конденсатора	Институт, страна	Емкость, лФ	Подбираемый параметр
1		НБС, США, 1964 г.	5—10	$\frac{d_2}{d_1}$
2		НБС, США, 1958 г. НИС, Канада 1964 г. ВНИИМ, СССР 1965 г.	1,10	$\alpha(l) = f(\alpha_i, l_i)$
3		ИАЭ СО АН, СССР 1964 г.	1—10	$\alpha(l) = f(\alpha_i, l_i)$
4		ВНИИМ, СССР 1965 г.	100	$\frac{C_1}{C_2}$

Емкость цилиндрического конденсатора выражается формулой

$$C_i = \frac{2\pi l \epsilon_0 \epsilon_i}{b_i}, \quad (3)$$

где l_i — активная* длина i -го конденсатора; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость газовой среды между электродами; ϵ_0 — электрическая постоянная; $b_i = \ln(d'_{i+1}/d_i)$; d_i — наружный диаметр i -го электрода; d'_{i+1} — внутренний диаметр $(i+1)$ -го электрода.

Формула (3) не учитывает емкости, обусловленные наличием краевых полей, поскольку в образцовых конденсаторах малых номинальных значений (менее 10 пФ) эти емкости обычно устраняются соответствующей экранировкой, а в конденсаторах, обладающих большей емкостью, их изменениями при исследовании влияния температуры можно пренебречь.

Взяв производную по температуре от обеих частей выражения (3), получаем

$$\eta_i = \alpha_\epsilon + \alpha(l_i) - \frac{\alpha_{i+1} - \alpha_i}{b_i}, \quad (4)$$

где α_ϵ — температурный коэффициент диэлектрической проницаемости (ТК_ε) газовой среды между электродами; $\alpha(l_i)$ — ТКЛР активной длины i -го конденсатора; α_i, α_{i+1} — ТКЛР материалов i -го и $(i+1)$ -го электродов.

Температурный коэффициент диэлектрической проницаемости α_ϵ для неполярных газов (сухой воздух, азот) является постоянной величиной, равной $(-1,5 \cdot 10^{-9}) \text{ град}^{-1}$.

Величина $\alpha(l_i)$ в общем случае является функцией нескольких параметров

$$\alpha(l_i) = f(\alpha_{ij}, \alpha_{i+1, j}, h_{ij}, h_{i+1, j}),$$

где α_{ij} — ТКЛР j -х элементов (электродов, экранов, изоляторов) в i -ом конденсаторе; h_{ij} — линейные размеры j -х элементов в i -ом конденсаторе.

В частных случаях $\alpha(l_i) = \alpha_i$ (рис. 1а), либо $\alpha(l_i) = \alpha_{i+1}$ (рис. 1б).

Сравнивая выражения (2) и (4), получаем

$$\eta = \alpha_\epsilon + \frac{1}{C} \sum_{i=1}^{n-1} C_i \left[\alpha(l_i) - \frac{\alpha_{i+1} - \alpha_i}{b_i} \right]. \quad (5)$$

Следовательно, задача термокомпенсации конденсатора сводится к такому подбору параметров, входящих в выражение (5), чтобы ТКЕ конденсатора стал близким к нулю. В зависимости от этого выбора можно отметить следующие пути термокомпенсации:

- 1) подбор ТКЛР (α_i, α_{i+1}) материалов электродов;
- 2) выбор отношения диаметров d'_{i+1}/d_i ;
- 3) выбор рациональной конструкции с целью обеспечения необходимого вида функции $\alpha(l_i)$;
- 4) подбор соотношения частичных емкостей C_i .

Заметим, что последний способ термокомпенсации в известной нам литературе не встречался.

Перечисленные методы термокомпенсации можно применять в различных сочетаниях. Рассмотрим возможности применения каждого из них.

* Под активной длиной цилиндрического конденсатора подразумевается длина электродов в части, где создается рабочее поле.

Подбор ТКЛР (α_i, α_{i+1}) материалов электродов

Подбор материалов с необходимыми температурными коэффициентами ограничен. Примененные в конструкции материалы должны обладать хорошей теплопроводностью с тем, чтобы при быстрых колебаниях температуры не нарушалась термокомпенсация. С этой целью в качестве материалов электродов целесообразно использовать латунь, дуралюмин. Однако значения ТКЛР этих металлов довольно близки друг к другу, что не позволяет получить необходимый эффект термокомпенсации.

Выбор отношения диаметров

Для обеспечения стабильности емкости конденсатора зазор между электродами, а следовательно, и отношение диаметров электродов надо выбирать как можно большим. С другой стороны, существует необходимость уменьшения этого отношения для получения достаточной емкости при практически реализуемых размерах конденсатора. Практически применяют $1,05 \leq d'_{i+1}/d_i \leq 1,20$, при этом $0,05 \leq b_i \leq 0,18$. Наличие этих пределов существенно снижает возможности метода. Однако в ряде случаев термокомпенсация данным методом может быть осуществлена при сочетании с методом подбора материалов электродов. Так [5], для получения конденсаторов малых номинальных значений (1–5 нФ) можно расширить верхний предел отношения диаметров и принять его равным 2,7 ($b = 1$). Тогда для конструкции, в которой $\alpha(l_1) = \alpha_1$ (рис. 1б), ТКЕ, согласно выражению (5), имеет вид

$$\eta = \alpha_e + \alpha_1. \quad (6)$$

Для получения ТКЕ, близкого к нулю, должно соблюдаться условие

$$\alpha_1 = -\alpha_e = 1,5 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}, \quad (6a)$$

которое будет выполнено, если в качестве материала внутреннего электрода применить инвар или металлизированный кварц (см. табл. 1 строка 1).

Разобранный способ термокомпенсации применим только к двухэлектродным конденсаторам.

Выбор рациональной конструкции с целью обеспечения необходимого вида функции $\alpha(l_i)$

Приняв материалы электродов одинаковыми ($\alpha_1 = \alpha_2$), условие термокомпенсации, исходя из выражения (5), получаем в виде

$$\alpha_e + \frac{1}{C} \sum_{i=1}^{n-1} C_i \alpha(l_i) = 0. \quad (7)$$

Рассмотрим реализацию этого условия применительно к двухэлектродным конденсаторам.

Поместив между электродами перерезающие экраны [3, 4], жестко связанные с центральным стержнем, получаем (схема конденсатора и обозначения см. в табл. 1, строка 2)

$$l = l_{ст} - (l_1 + l_2), \quad (8)$$

где l — активная длина конденсатора; $l_{ст}$ — длина стержня; l_1, l_2 — длина перерезающих экранов.

Согласно выражению (8), ТКЛР активной длины конденсатора равен

$$\alpha(l) = \frac{l_{ст}\alpha_{ст} - (l_1\alpha_{19} + l_2\alpha_{23})}{l}, \quad (9)$$

где $\alpha_{ст}, \alpha_{19}, \alpha_{23}$ — ТКЛР материалов стержня и перерезающих экранов.

Условие термокомпенсации (7) запишем следующим образом:

$$l_1 \alpha_{13} + l_2 \alpha_{23} = l \alpha_{ct} + l \alpha_e. \quad (10)$$

Задаемся активной длиной конденсатора l и длиной стержня l_{ct} , исходя из расчетной емкости и габаритных размеров конденсатора.

Из совместного решения уравнений (8) и (10) получаем

$$\left. \begin{aligned} l_1 &= \frac{l_{ct} (\alpha_{ct} - \alpha_{23}) + l (\alpha_e + \alpha_{23})}{\alpha_{13} - \alpha_{23}}, \\ l_2 &= \frac{l_{ct} (\alpha_{13} - \alpha_{ct}) - l (\alpha_e + \alpha_{13})}{\alpha_{13} - \alpha_{23}}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Выражение для l_1 упрощается при $\alpha_{ct} = \alpha_{23}$:

$$l_1 = \frac{l (\alpha_e + \alpha_{23})}{\alpha_{13} - \alpha_{23}}. \quad (11a)$$

Известен и другой способ конструктивного выполнения условия (7). Разместив крепление электродов с разных сторон заземленного диска *, получаем (схему конденсатора и обозначения см. табл. 1, строка 3)

$$l = l_1 - (l_2 + 2l_{из}). \quad (12)$$

где l_1 , l_2 , $l_{из}$ — длина внутреннего электрода, заземленного диска и изолятора. ТКЛР активной длины конденсатора равен

$$\alpha(l) = \frac{l_1 \alpha_1 - (l_2 \alpha_2 + 2l_{из} \alpha_{из})}{l}; \quad (12a)$$

где α_1 , α_2 , $\alpha_{из}$ — ТКЛР материалов внутреннего электрода, заземленного диска и изолятора.

Задаемся активной длиной конденсатора l и длиной электрода l_1 . Необходимые условия для термокомпенсации получаем аналогично предыдущему случаю в виде

$$\left. \begin{aligned} l_2 &= \frac{l_1 (\alpha_1 - \alpha_{из}) + l (\alpha_e + \alpha_{из})}{2(\alpha_2 - \alpha_{из})}; \\ l_{из} &= \frac{l_1 (\alpha_2 - \alpha_1) - l (\alpha_e + \alpha_2)}{2(\alpha_2 - \alpha_{из})}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Получение термокомпенсации за счет члена $\alpha(l_i)$ не связано с изменением емкости конденсатора, как в случае подбора отношения диаметров. Однако использование этого метода приводит уже в двухэлектродных конденсаторах к увеличению числа элементов и усложнению конструкции конденсатора, что может явиться причиной ухудшения стабильности меры.

Метод подбора соотношения частичных емкостей C_i

Метод применим к конденсаторам, имеющим число электродов больше двух. Емкость таких конденсаторов составляет десятки и сотни пикофард. Рассмотрим применение метода в трехэлектродных конструкциях (рис. 1). В соответствии с выражением (5) ТКЕ конденсатора определяют по формуле

$$\eta = \alpha_e + \frac{C_1}{C} \left[\alpha(l_1) - \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{b_1} \right] + \frac{C_2}{C} \left[\alpha(l_2) - \frac{\alpha_3 - \alpha_2}{b_2} \right], \quad (14)$$

где C_1 , C_2 — частичные емкости конденсатора (принят отсчет от внутреннего электрода к наружным); $b_1 = \ln(d_2'/d_1)$; $b_2 = \ln(d_3'/d_2)$.

* См. сноску на стр. 84.

Решим задачу по определению соотношения емкостей C_1 и C_2 при заданных прочих параметрах. Приравняв выражение (14) к нулю, получаем

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{(\alpha_3 - \alpha_2) b_2^{-1} - \alpha_e - \alpha (l_2)}{(\alpha_1 - \alpha_2) b_1^{-1} + \alpha_e + \alpha (l_1)} \quad (15)$$

Наибольший интерес представляет максимальное применение в конденсаторе деталей из одного материала, так как при этом в конструкции уменьшаются остаточные напряжения. Поэтому выражение (15) следует упростить, рассмотрев случаи, когда лишь один электрод по материалу отличается от двух других, а именно, когда $\alpha_1 = \alpha_2$, $\alpha_2 = \alpha_3$, $\alpha_1 = \alpha_3$. Применительно к конденсаторам, конструкции которых соответствуют рис. 1, упрощенные формулы для C_1/C_2 представлены в табл. 2. Задаемся справочными значениями ТКЛР (в град⁻¹): для латуни $\alpha_{\text{л}} = 20 \cdot 10^{-4}$, для дуралюмина $\alpha_{\text{д}} = 21,5 \cdot 10^{-4}$, для алюминия $\alpha_{\text{ал}} = 24 \cdot 10^{-4}$.

Таблица 2

Задаю в конденсаторе	Зависимости $C_1/C_2 = f(b_i)$	
	Формула	Кривая рис. 2
$\left. \begin{array}{l} \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_{\text{л}} \\ \alpha_3 = \alpha_{\text{д}} \end{array} \right\}$	$\frac{\alpha_3 - \alpha_2}{b_2 (\alpha_3 + \alpha_e)} - 1$	1
		2
$\left. \begin{array}{l} \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_{\text{л}} \\ \alpha_3 = \alpha_{\text{ал}} \end{array} \right\}$	$\frac{(\alpha_3 - \alpha_2) b_2^{-1} - \alpha_2 - \alpha_e}{(\alpha_3 - \alpha_2) b_2^{-1} + \alpha_3 + \alpha_e}$	3
		4
$\left. \begin{array}{l} \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_{\text{ал}} \\ \alpha_3 = \alpha_{\text{л}}, b_2 = 0,05 \end{array} \right\}$	$\frac{(\alpha_3 - \alpha_2) b_2^{-1} - \alpha_2 - \alpha_e}{(\alpha_3 - \alpha_2) b_2^{-1} + \alpha_3 + \alpha_e}$	5
		1
$\left. \begin{array}{l} \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_{\text{л}} \\ \alpha_3 = \alpha_{\text{д}} \end{array} \right\}$	$\frac{(\alpha_3 - \alpha_2) b_2^{-1} - \alpha_3 - \alpha_e}{\alpha_3 + \alpha_e}$	2
		3
$\left. \begin{array}{l} \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_{\text{л}} \\ \alpha_3 = \alpha_{\text{ал}} \end{array} \right\}$	$\frac{\alpha_3 + \alpha_e}{(\alpha_2 - \alpha_1) b_1^{-1} - \alpha_2 - \alpha_e}$	4
		5
$\left. \begin{array}{l} \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_{\text{л}} \\ \alpha_3 = \alpha_{\text{ал}}, b_1 = 0,10 \end{array} \right\}$	$\frac{(\alpha_1 - \alpha_2) b_1^{-1} - \alpha_1 - \alpha_e}{(\alpha_1 - \alpha_2) b_1^{-1} + \alpha_2 + \alpha_e}$	1
		2
$\left. \begin{array}{l} \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_{\text{л}} \\ \alpha_3 = \alpha_{\text{ал}}, b_1 = 0,05 \end{array} \right\}$	$\frac{(\alpha_1 - \alpha_2) b_1^{-1} - \alpha_1 - \alpha_e}{(\alpha_1 - \alpha_2) b_1^{-1} + \alpha_2 + \alpha_e}$	3
		4

Примечание. В последней графе первые пять кривых относятся к рис. 2а, а вторые пять — к рис. 2б.

Строим зависимость $C_1/C_2 = f(b_1, b_2)$ для различных комбинаций материалов. На рис. 2 наглядно иллюстрируется возможность термокомпенсации конденсаторов методом подбора частичных емкостей. С помощью графиков при заданных диаметрах электродов можно подобрать практически легко реализуемое соотно-

шение частичных емкостей ($0,3 \leq C_2/C_1 \leq 3$), причем в большинстве случаев достаточно, чтобы материал лишь одного электрода был отличным от двух других.

Покажем, что термокомпенсация подбором соотношения частичных емкостей целесообразна и для конденсаторов, имеющих более трех электродов. Рассмотрим четырехэлектродный конденсатор, соответствующий схеме рис. 1а, в котором $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3$.

Согласно выражению (5), условие термокомпенсации для рассматриваемого случая имеет вид

$$\frac{C_3}{C} = b_3 \frac{\alpha_4 + \alpha_3}{\alpha_4 - \alpha_3}, \quad (16)$$

где C_3 — частичная емкость конденсатора между 3-м и 4-м электродами;

$$b_3 = \ln(d'_4/d_3).$$

Соотношение других частичных емкостей C_1, C_2 на ТКЕ конденсатора не влияет. Приняв, например, $\alpha_2 = \alpha_1 = 20 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$, $\alpha_4 = \alpha_{33} = 24 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$, $b_3 = 0,05$ ($d'_4/d_3 = 1,05$), получаем $C_3/C = 0,23$. Это условие легко выполнимо

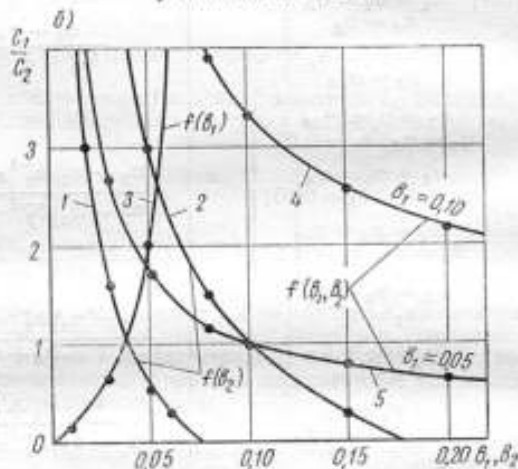
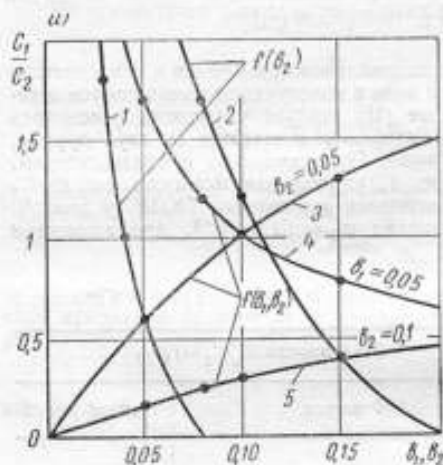


Рис. 2. Зависимость $C_1/C_2 = f(b_1, b_2)$ для конденсатора с тремя электродами: а — по схеме рис. 1а; б — по схеме рис. 1б. (См. также табл. 2).

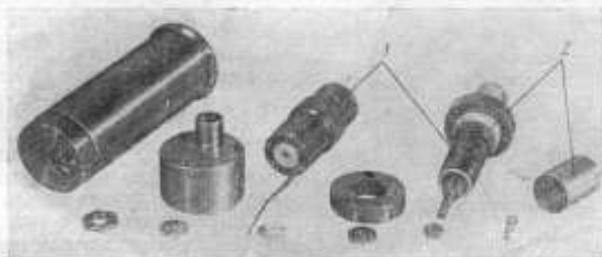
Если конденсатор имеет n электродов, то их следует объединить в группы по 3—4 электрода и, подобрав частичные емкости, определить условия термокомпенсации суммарной емкости каждой группы. Тогда полная емкость конденсатора также не будет зависеть от температуры.

Рассмотренные методы термокомпенсации применены в созданных во ВНИИМ образцовых цилиндрических конденсаторах 1, 10, 100 пф, имеющих трехзамкнутую схему включения*. Конденсаторы размещены в корпусе одного размера (рис. 3) и герметизированы сухим воздухом.

* Конденсаторы созданы под руководством д. т. н. И. Н. Кроткова. В разработке принимали участие: И. П. Пинус, Ю. П. Семенов, О. А. Шведов, А. В. Шликевич.

В конденсаторах 1, 10 пф за основу принята описанная выше конструкция с перерезающими экранами. При расчетах использованы выражения (11) и (11а). Полученные геометрические параметры конденсаторов, а также экспериментальные значения их ТКЕ сведены в табл. 3.

а)



б)



Рис. 3. Термокомпенсированные образцовые конденсаторы: а — емкостью 1 пф; 1 — электроды, 2 — перерезающие экраны; б — емкостью 100 пф: 1 — корпус, 2 — электроды.

Отметим, что применение в конденсаторе 10 пф компенсирующих элементов из латуни, дуралюмина, алюминия нецелесообразно из-за значительного увеличения его длины.

Экспериментальные значения ТКЕ оказались близкими, но не равными нулю. Этот результат следовало ожидать, так как действительные значения ТКЛР материалов могут отличаться от справочных на $(1+2) \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$.

В конденсаторе 100 пф за основу принята конструкция, схема которой соответствует рис. 1а*. Первый и второй электроды выполнены из латуни, третий — из дуралюмина. Термокомпенсация осуществлена подбором соотношения частич-

Таблица 3

С, пф	Длина, мм				Материал				ТКЕ, 10^3 град^{-1}
	l	l _{ст}	l ₁	l ₂	электродов	верхнего экрана	нижнего экрана	стержня	
1	5	36,5	23,1	8,4	Латунь	Дуралюмин (алюминий)	Латунь	Латунь	4—8 (1—4)
10	39,6	53,7	7,6	6,5	»	Инвар	Инвар	Инвар	±(1—2)

См. также Т. М. Гуцина, М. Д. Клионский, И. Н. Кротков, А. В. Шликевич. Образцовый конденсатор. Авторское свид-во № 270893, Бюлл. изобр., 1970, № 17.

ных емкостей. Задаваясь размерами диаметров $d_2 = 19$ мм, $d_3' = 20$ мм, находим $b_2 = 0,0512$, далее графически (рис. 2) или аналитически (табл. 2, строка 1) определяем

$$C_1/C_2 = 0,59, \text{ откуда } C_1 = 37 \text{ пф.}$$

$$C_2 = 63 \text{ пф.}$$

Для остальных геометрических размеров приняты значения (в мм): $l_1 = 40,5$, $l_2 = 58,5$, $d_1 = 16$, $d_2' = 17$ ($b_1 = 0,0606$).

Для проверки выдвинутых положений электроды конденсаторов 100 пф изготовлены не только из указанных выше, но и из других материалов (табл. 4) и по выражению (14) определены расчетные ТКЕ для различных сочетаний материалов. При этом принято: для инвара $\alpha = 2 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$, для стали $\alpha = 10,5 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$. Расчетные ТКЕ сравнивали с экспериментальными значениями, представленными на рис. 4 и в табл. 4.

Сравнение данных показывает, что минимальный ТКЕ (кривая 2), равный $4,1 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$, получен у конденсатора, материалы электродов которого подобраны в соответствии с выведенным условием термокомпенсации.

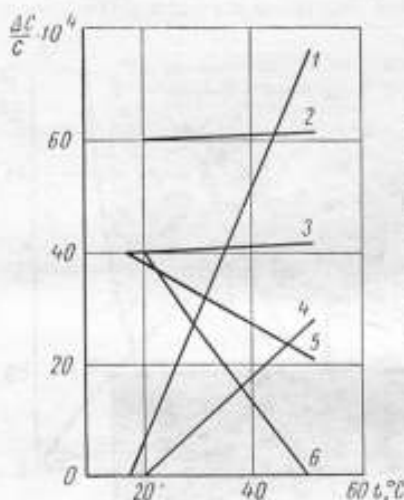


Рис. 4. Экспериментальные кривые к табл. 4.

Таблица 4

Кривая рис. 4	Материал цилиндров			ТКЕ $\cdot 10^6 \text{ град}^{-1}$	
	первого	второго	третьего	экспериментальный (рис. 4)	расчетный, формула (5)
1	Латунь	Латунь	Инвар	232,6	239,9
2	»	»	Дюралюмин	4,1	0,0
3	Инвар	Инвар	Инвар	5,5	0,5
4	»	Сталь	»	91,6	80,0
5	Латунь	»	Дюралюмин	-57,8	-68,0
6	Инвар	Латунь	То же	-121,3	-110,3

Заключение

1. Сравнение существующих методов термокомпенсации образцовых цилиндрических конденсаторов показывает, что методы подбора отношения диаметров и материалов электродов являются лучшими с точки зрения получения не только термокомпенсированной, но и стабильной меры. Однако изменение отношения диаметров связано с изменением емкости конденсатора, а выбор материалов ограничен. Эти обстоятельства во многих случаях не позволяют получить эффект термокомпенсации. Осуществление термокомпенсации путем конструктивного обеспечения необходимого вида функции $\alpha(l)$, хотя и свободно от ограничений предыдущих методов, однако приводит к усложнению конструкции конденсатора, что нежелательно в образцовых мерах емкости высокой стабильности.

2. Предложен метод термокомпенсации, сущность которого состоит в подборе соотношения частичных емкостей, образованных двумя соседними электродами

конденсатора. Исследование метода для некоторых конструкций трехэлектродных цилиндрических конденсаторов показывает, что в практическом диапазоне изменений диаметров электродов ($1,05 \leq d'_{i+1}/d_i \leq 1,20$) для осуществления термокомпенсации соотношение частичных емкостей должно быть в пределах 0,3—3, что вполне выполнимо. Показана возможность применения метода в конденсаторах, имеющих четыре и более электродов. Метод подбора соотношения частичных емкостей не связан с усложнением конструкции конденсатора и в сочетании с методами подбора отношения диаметров и материалов электродов позволяет решать задачу термокомпенсации образцовых цилиндрических конденсаторов с газовым диэлектриком в широких диапазонах номинальных значений емкостей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кротков И. Н., Клионский М. Д. Определение температурной характеристики образцовых конденсаторов. «Измерительная техника», 1966, № 9.
2. Каппо Т. A tubular capacitor of stable value. Canadian J. of Physics, v. 42, 1964, p. 1508—1521.
3. McGregor T., Hersh J., Cutkosky R., Harris F., Kotler F. New apparatus at the NBS for absolute capacitance measurements. IRE Transactions on instrumentation, v. 1—7, № 3—4, December, 1958.
4. Дун А. Determination of an absolute scale of capacitance. Canadian J. of Physics, v. 42, January, 1964.
5. Cutkosky R. Designs for temperature and temperature gradient compensated capacitors smaller than ten picofarads. J. of Research of the NBS, v. 68C, № 4, October — December, 1964.

Поступила в редакцию
18/VI 1968 г.

УДК 621.319.43.001.24

К. С. ИЗРАИЛОВ
ВНИИМ

МЕТОД РАСЧЕТА ЕМКОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА С УЧЕТОМ ДЕФОРМАЦИИ ОБКЛАДКИ

Электрические конденсаторы, кроме разнообразных радиотехнических схем, широко применяют и в качестве емкостных преобразователей изменения различных физических величин (температуры, давления, длины и т. д.), подлежащих прецизионному измерению.

Расчет емкости и выбор на этой основе оптимальных параметров конденсатора, при высоких требованиях к чувствительности и стабильности, с учетом условий его работы и конструкции, формы и размеров обкладок, чистоты обработки и возможной деформации их поверхности представляет собой чаще всего сложную задачу, решение которой, однако, возможно, если краевые эффекты ничтожны. В статье [1] рассмотрена общая методика такого решения для небольших деформаций обкладок и выведена формула емкости конденсатора, у которого одной из обкладок служит металлическая горизонтальная или наклонная прямоугольная пластинка, а другой — проводящая жидкость, поверхность которой имеет форму плоской синусоидальной волны малой амплитуды.

Подобный конденсатор играет большую роль, например, в эталонных манометрах и газовых термометрах, как емкостный датчик давления [2, 3]. Не менее

важным для той же цели, а также для создания эталонов емкости, является расчет конденсатора, электрическая емкость которого создается между круглой металлической пластинкой и помещенной в круглую цилиндрическую чашку проводящей жидкостью — ртутью с поверхностью, приобретающей под действием вибраций форму расходящихся от центра симметричных «круговых» волн. К этому случаю можно отнести и конденсатор, в котором вместо жидкости второй обкладкой служит соответствующим образом гофрированная мембрана.

Ниже дан вывод и анализ формулы для емкости такого конденсатора, выполненные с использованием предложенного в статье [1] метода. Исходными при расчете оптимальных параметров конденсатора служили экспериментальные данные о его работе в качестве основного узла прецизионных измерительных устройств нового эталонного газового термометра № 3 ВНИИМ.

Постановка задачи

Рассмотрим конденсатор, у которого одной из обкладок служит электрод — горизонтальная круглая металлическая пластинка радиуса ρ_1 , а другой — слой ртути толщиной d , находящейся в цилиндрическом сосуде радиуса ρ_0 . Пусть зазор между обкладками шириной h заполнен однородным диэлектриком с проницаемостью ϵ .

Определим емкость конденсатора при условии, что краевые эффекты пренебрежимо малы. Этого можно достигнуть, если размеры обкладок велики по сравнению со средним зазором между ними (ρ_1 и $\rho_0 \gg h$), размер ρ_0 настолько больше ρ_1 ($\rho_0 \gg \rho_1$), что искажение мениска ртути на краях из-за действия капиллярных сил мало и поэтому его влияние на емкость можно не учитывать. В то же время пусть зазор h меньше эффективной длины волны λ вибраций на поверхности ртути ($h < \lambda$), много больше ее амплитуды A — наибольшего возвышения волны над невозмущенной поверхностью ртути ($h \gg A$), а $\rho_1 \gg \lambda$, и поэтому под электродом должно укладываться большое число волн.

Эти требования не противоречат (см. далее) реальным условиям работы конденсатора. Таким образом, примем, что

$$\rho_1, \rho_0 \gg h \gg A; \rho_0 \gg \rho_1 \gg \lambda \gg h. \quad (1)$$

Определим емкость конденсатора при соблюдении неравенств (1).

Будем решать задачу в цилиндрических координатах y, r, θ с началом O на невозмущенной поверхности ртути, направив ось Oy вверх по оси сосуда через центр электрода нормально к его плоскости.

Форма поверхности ртутной обкладки под влиянием вибраций

Найдем вид функции $y = \Delta h = Af(r, t)$, описывающей форму возмущенной вибрациями поверхности ртутной обкладки, рассмотрев волновое движение жидкости в цилиндрическом сосуде ограниченных размеров. Здесь t — параметр времени.

Допустим, что в таком сосуде однородная жидкость была выведена из состояния равновесия какой-либо внешней причиной (толчком) и затем начала совершать безвихревое движение ($\text{rot } \mathbf{v} = 0$, где \mathbf{v} — вектор скорости частицы жидкости), оставаясь под действием только поля сил тяжести (гравитационные волны). Капиллярные силы, которые действуют как на свободной поверхности жидкости, так и на границе ее со стенками сосуда, а также процессы, связанные с теплопроводностью, сжимаемостью и вязкостью жидкости, учитывать не будем (идеальная жидкость).

В этом случае движение в гравитационной волне при небольших скоростях \mathbf{v} будет определено [4] системой уравнений гидродинамики:

1) уравнением непрерывности

$$\Delta \varphi = \frac{\partial^2 \varphi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 \varphi}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = 0 \quad (2)$$

с граничными условиями

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \varphi}{\partial y} &= 0 \text{ при } y = -d; \\ \frac{\partial \varphi}{\partial r} &= 0 \text{ при } r = \rho_0 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

и

2) уравнением движения Эйлера, из которого следует условие на свободной поверхности жидкости

$$\left(\frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} + g \frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)_{y=0} = 0. \quad (3')$$

Здесь φ — потенциал скоростей v ($v = g \operatorname{grad} \varphi$), который при малой амплитуде A колебаний в волне может быть выражен через Δh равенством

$$\frac{\partial (\Delta h)}{\partial t} = \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)_{y=0}, \quad (4)$$

а g — ускорение силы тяжести.

Физический смысл условий (3) состоит, как известно, в том, что жидкость не может проникать за твердую и неподвижную стенку сосуда и поэтому у стенки (и у дна) должен обращаться в нуль нормальный к поверхности сосуда компонент скорости жидкости

$$v_n = \frac{\partial \varphi}{\partial n} = 0.$$

Примем во внимание круговую симметрию волн (независимость от θ). Если с учетом выражений (2), (3) и (3') проинтегрировать по t выражение (4), то возмущение Δh свободной поверхности жидкости над средним уровнем (плоскость $y = 0$) в некоторый момент времени t будет определено равенством

$$y = \Delta h = \sum_j \frac{\chi_j}{\omega_j} A_j J_0(\chi_j r) \operatorname{sh} \chi_j d \cdot \cos \omega_j t, \quad (5)$$

где суммирование ведется по корням уравнения

$$J_1(\chi_j \rho_0) = J_1(\gamma_j) = -\frac{d}{d(\chi_j r)} J_0(\chi_j r) \Big|_{r=\rho_0} = 0. \quad (6)$$

Здесь J_1 и J_0 — цилиндрические функции Бесселя первого рода, первого ($n = 1$) и нулевого ($n = 0$) порядков соответственно;

$$\gamma_j = \chi_j \rho_0 \text{ — корень уравнения (6);} \quad (7)$$

A_j — произвольная постоянная; ω_j — циклическая собственная частота j -го свободного колебания жидкости, связанная с периодом T_j колебаний и параметрами сосуда формулой [4, стр. 160]

$$\omega_j = \frac{2\pi}{T_j} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\rho_0}{\nu_j g} \operatorname{cth} \frac{\gamma_j d}{\rho_0}}}. \quad (8)$$

Отсюда следует, что для общего случая возмущения поверхности жидкости в сосуде, в зависимости от размеров d и ρ_0 , могут возникать колебания жидкости различных частот, соответствующих корням γ_j уравнения (6).

Учитывая малость рассматриваемой здесь амплитуды вибраций, а также результаты наблюдений, показывающие, что амплитуды $A = 1 \cdot 10^{-3}$ см имеют колебания периода $T_j = 0,03 + 0,04$ сек, допустим, что в нашем случае практически реализуется (играет существенную роль) одно из колебаний указанного периода $T_j = T$.

Поэтому уравнение возмущенной поверхности (5) жидкости можно записать в виде

$$y = \Delta h = \frac{\gamma}{\omega} A_1 J_0(\chi r) \operatorname{sh} \chi d \cdot \cos \omega t,$$

или, если обозначить наибольшее значение Δh (амплитуду) через A и учесть, что при $r = 0$ функция $J_0(\chi r) = 1$,

$$y = \Delta h = A J_0\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right) \cos \omega t = A f(r, t), \quad (9)$$

а

$$\gamma = \gamma \rho_0 \text{ и } J_1(\gamma) = 0. \quad (10)$$

Подтверждением этого допущения может служить тот факт, что опытным значением $T_f = T = 0,03 \pm 0,04$ сек с хорошим приближением отвечает один из теоретических корней γ_f уравнения (10). В самом деле, для рабочих параметров (обоснование параметров дано ниже) $\rho_0 = 4$ см, $d = 2,5$ см и $g = 980$ см/сек² получим из выражения (8) экспериментальные значения

$$\gamma_1 = 140 \text{ при } T_1 = 0,03 \text{ сек,}$$

$$\gamma_2 = 70 \text{ при } T_2 = 0,04 \text{ сек.}$$

Из таблиц для $J_1(z) = 0$ [4, стр. 346] находим, что корень № 44, равный $z_1 = 139,0128$, и корень № 22, равный $z_2 = 69,8951$, весьма близки, соответственно, к опытным γ_1 и γ_2 .

Кроме того, если для волновой поверхности (9) ввести условное понятие длины волны λ , подразумевая под этим расстояние Δr между такими соседними точками этой поверхности, в которых функция $J_0(z)$, где $z = \frac{\gamma_f}{\rho_0} r$, достигает максимума, то, взяв для каких-либо двух соседних максимумов соответствующие им расстояния $r = r_k$ и $r = r_{k+1}$, а также числовые значения аргумента $z_k = \frac{\gamma_f}{\rho_0} r_k$

и $z_{k+1} = \frac{\gamma_f}{\rho_0} r_{k+1}$, получим для расчета λ формулу

$$\lambda_{k+1} = \Delta r = r_{k+1} - r_k = \frac{\rho_0 (z_{k+1} - z_k)}{\gamma_f}.$$

Отсюда для первых двух максимумов J_0 , расположенных вблизи центра ($r = 0$) сосуда и отвечающих $z_k = 0$ и $z_{k+1} = 7$ [4, стр. 312], найдем

$$\lambda_1 = \frac{7\rho_0}{\gamma_f},$$

что при $\rho_0 = 4$ см и $\gamma_f = \gamma_1 = z_1 = 139$ даст

$$\lambda_1' = 2 \text{ мм,}$$

а для $\gamma_f = \gamma_2 = z_2 = 70$

$$\lambda_1'' = 4 \text{ мм.}$$

Последнее значение особенно хорошо согласуется с данными наблюдений для центра сосуда.

Следовательно, форму возмущенной ртутной обкладки, описываемую равенством (9), можно считать оправданной.

Таким образом, задача по определению емкости ртутного конденсатора с круглым электродом и волнообразной обкладкой (9) сводится к нахождению потенциала V поля в конденсаторе из уравнения Лапласа

$$\Delta V = 0$$

при граничных условиях

$$V|_{y=A f(r, t)} = 0 \text{ и } V|_{y=h} = V_0 \quad (11)$$

и к расчету емкости C_t по формуле (3-5) статьи [1], которая с учетом независимости от угла θ (круговой симметрии воли и поля в конденсаторе) будет иметь вид

$$C_t = \frac{\varepsilon}{2V_n} \int_0^{D_t} \left(\frac{\partial V}{\partial y} \right)_{y=h} r dr \quad (12)$$

при выражении в нерационализованной системе единиц.

Решение уравнения Лапласа для потенциала электрического поля

В цилиндрической системе координат (при круговой симметрии, когда $\frac{\partial V}{\partial \theta} = 0$) уравнение Лапласа для потенциала V запишем в форме (2):

$$\Delta V = \frac{\partial^2 V}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial V}{\partial r} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0. \quad (13)$$

Решение уравнения (13) должно быть действительным, ограниченным при $r \rightarrow \infty$, и удовлетворять граничным условиям (11). Воспользуемся для этого методом, примененным в задаче с прямоугольным электродом [1]. Будем, следовательно, искать решение уравнения (13) в виде разложения V в ряд по малому параметру A/h :

$$V(r, y, t) = \sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{A \cos \omega t}{h} \right)^m \cdot V_m(r, y). \quad (14)$$

После подстановки этого ряда в уравнение (13) получим совокупность уравнений Лапласа

$$\Delta V_m = \frac{\partial^2 V_m}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial V_m}{\partial r} + \frac{\partial^2 V_m}{\partial y^2} \quad (m = 0, 1, 2, \dots), \quad (15)$$

для каждого из которых можно найти частные граничные условия, если подставить в равенство (14) общие граничные условия (11) и, пользуясь малостью $\frac{A \cos \omega t}{h} = \frac{A_t}{h}$, разложить в ряд Тэйлора каждое из полученных таким образом слагаемых.

Действительно, при $V|_{y=A_f(r, t)} = 0$ из равенства (14) найдем

$$V[r, A_f(r, t)] = V_0[r, A_f(r, t)] + \frac{A_t}{h} V_1[r, A_f(r, t)] + \\ + \frac{A_t^2}{h^2} V_2[r, A_f(r, t)] + \dots = 0,$$

где каждое из слагаемых после разложения в ряд Тэйлора в точке $y = A_f(r, t) = 0$ примет вид

$$V_0[r, A_f(r, t)] = V_0(r, 0) + h \left(\frac{\partial V_0}{\partial y} \right)_0 \frac{A}{h} f(r, t) + \\ + \frac{h^2}{2} \left(\frac{\partial^2 V_0}{\partial y^2} \right)_0 \frac{A^2}{h^2} f^2(r, t) + \dots, \\ \frac{A_t}{h} V_1[r, A_f(r, t)] = \frac{A_t}{h} \left[V_1(r, 0) + h \left(\frac{\partial V_1}{\partial y} \right)_0 \frac{A}{h} f(r, t) + \right. \\ \left. + \frac{h^2}{2} \left(\frac{\partial^2 V_1}{\partial y^2} \right)_0 \frac{A^2}{h^2} f^2(r, t) + \dots \right],$$

$$\left(\frac{A_1}{h}\right)^m V_m [r, Af(r, t)] = \left(\frac{A_1}{h}\right)^m \left[V_m(r, 0) + \right. \\ \left. + h \left(\frac{\partial V_m}{\partial y}\right)_0 \frac{A}{h} f(r, t) + \frac{h^2}{2} \left(\frac{\partial^2 V_m}{\partial y^2}\right)_0 \frac{A^2}{h^2} f^2(r, t) + \dots \right].$$

Найдя отсюда сумму $V [r, Af(r, t)] = 0$ и приравняв нулю (после группировки) члены с различными степенями A/h , получим

$$V_0(r, 0) = 0,$$

$$h \left(\frac{\partial V_0}{\partial y}\right)_0 f(r, t) + V_1(r, 0) \cos \omega t = 0,$$

$$\frac{h^2}{2} \left(\frac{\partial^2 V_0}{\partial y^2}\right)_0 f^2(r, t) + h \left(\frac{\partial V_1}{\partial y}\right)_0 f(r, t) \cos \omega t + V_2(r, 0) \cos^2 \omega t = 0,$$

$$\dots \dots \dots \\ \frac{h^m}{m!} \left(\frac{\partial^m V_0}{\partial y^m}\right)_0 f^m(r, t) + \frac{h^{m-1}}{(m-1)!} \left(\frac{\partial^{m-1} V_1}{\partial y^{m-1}}\right)_0 f^{m-1}(r, t) \cos \omega t + \dots + \\ + V_m(r, 0) \cos^m \omega t = 0,$$

Если заменить, согласно выражению (9), $f(r, t)$ на $f(r) \cos \omega t$, где $f(r) = J_0(\gamma/\rho_0 \cdot r)$, и сократить на общий множитель $\cos^m \omega t$, то найдем окончательный вид первой группы частных граничных условий:

$$\left. \begin{aligned} V_0(r, 0) &= 0 && \text{при } m = 0 \\ V_1(r, 0) &= -h \left(\frac{\partial V_0}{\partial y}\right)_0 f(r) && \text{при } m = 1 \\ V_2(r, 0) &= -\frac{h^2}{2} \left(\frac{\partial^2 V_0}{\partial y^2}\right)_0 f^2(r) - h \left(\frac{\partial V_1}{\partial y}\right)_0 f(r) && \text{при } m = 2 \\ \dots \dots \dots \\ V_m(r, 0) &= -\frac{h^m}{m!} \left(\frac{\partial^m V_0}{\partial y^m}\right)_0 f^m(r) - \dots - h \left(\frac{\partial V_{m-1}}{\partial y}\right)_0 f(r) && \text{при } m = m \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Аналогично, но при условии (11) $V_{y=h} = V_n$, получим вторую группу частных граничных условий:

$$\left. \begin{aligned} V_0(r, h) &= V_n && \text{при } m = 0 \\ V_1(r, h) &= 0 && \text{при } m = 1 \\ V_2(r, h) = V_3(r, h) = \dots = V_m(r, h) &= 0 \text{ и т. д.} && \text{при } m = 2, 3, \dots \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Общее решение уравнения вида (15) при условии независимости его от θ и конечности на $r \rightarrow \infty$ можно записать [5, стр. 341] в форме, аналогичной выражению (26) статьи [1]:

$$V(r, y) = a_1 y + a_2 + \sum_{p=0} (b_p^+ e^{-py} + b_p^- e^{py}) J_0(\rho r), \quad (18)$$

где $a_1, a_2, b_p^+, b_p^-, \rho$ — подлежащие определению постоянные решения.

Для иллюстрации принципа этого расчета достаточно найти эти постоянные для $m = 0, 1$ и 2 и, следовательно, ограничиться решением (14) с точностью до членов с $(A_1/h)^2$ включительно, т. е. определить $V(r, y, t)$ в виде

$$V(r, y, t) \approx V_0(r, y) + \frac{A}{h} \cos \omega t \cdot V_1(r, y) + \left(\frac{A}{h}\right)^2 \cos^2 \omega t \cdot V_2(r, y). \quad (19)$$

Тогда будем иметь следующие решения:

для $m = 0$

$$V_0(r, 0) = 0, \quad V_0(r, h) = V_n.$$

Следовательно, равенство (18) даст

$$V_0(r, 0) = a_2 + \sum_{p \neq 0} (b_p' + b_p'') J_0(pr) = 0,$$

Поскольку $J_0(pr) \neq 0$, то $a_2 = 0$ и $b_p' = -b_p''$. Поэтому

$$V_0(r, h) = a_1 h + \sum_{p \neq 0} b_p' (e^{-ph} - e^{ph}) J_0(pr) = V_n.$$

Это равенство удовлетворяется, если положить $a_1 = \frac{V_n}{h}$, $b_p' (e^{-ph} - e^{ph}) = 0$ или, так как $e^{-ph} - e^{ph} \neq 0$, то $b_p' = 0$, а потому и $b_p'' = 0$.

В результате найдем

$$V_0(r, y) = \frac{V_n}{h} y. \quad (20)$$

Для $m = 1$

$$V_1(r, h) = 0 \text{ и } V_1(r, 0) = -h \left(\frac{\partial V_0}{\partial y} \right)_0 J_0 \left(\frac{\gamma}{\rho_0} r \right),$$

что с учетом выражения (20) дает $V_1(r, 0) = -V_n J_0 \left(\frac{\gamma}{\rho_0} r \right)$. Из равенства (18) при этих условиях получаем выражение

$$V_1(r, h) = a_1 h + a_2 + \sum_{p \neq 0} (b_p' e^{-ph} + b_p'' e^{ph}) J_0(pr) = 0,$$

которое удовлетворяется, если $a_2 = -a_1 h$ и $b_p' = -b_p'' e^{-2ph}$. В результате имеем:

$$V_1(r, y) = a_1 (y - h) + \sum_{p \neq 0} b_p' (e^{-py} - e^{-2ph} e^{py}) J_0(pr).$$

Для $y = 0$

$$V_1(r, 0) = -V_n J_0 \left(\frac{\gamma}{\rho_0} r \right) = -a_1 h + \sum_{p \neq 0} b_p' (1 - e^{-2ph}) J_0(pr).$$

Чтобы выполнить это равенство, положим $a_1 = 0$, а потому и $a_2 = -a_1$, $h = 0$; $p = p_1 = \frac{\gamma}{\rho_0}$, $b_{p_1}' (1 - e^{-2p_1 h}) = -V_n$ и $b_p' = b_p'' = 0$ для всех $p \neq p_1$.

Тогда

$$b_{p_1}' = -\frac{V_n}{1 - e^{-2\gamma h / \rho_0}}, \quad b_{p_1}'' = \frac{V_n \exp \left[-\frac{2\gamma h}{\rho_0} \right]}{1 - \exp \left[-\frac{2\gamma h}{\rho_0} \right]}$$

и

$$V_1(r, y) = -V_n \frac{\exp\left[-\frac{\gamma}{\rho_0} y\right] - \left(\exp\left[-2\frac{\gamma}{\rho_0} h\right]\right) \times \exp\left[\frac{\gamma}{\rho_0} y\right]}{1 - \exp\left[-\frac{2\gamma h}{\rho_0}\right]} J_0\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right).$$

Поскольку проще ввести гиперболические функции, то

$$V_1(r, y) = -V_n \frac{\operatorname{sh} \frac{\gamma}{\rho_0} (h-y)}{\operatorname{sh} \frac{\gamma}{\rho_0} h} J_0\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right). \quad (21)$$

Для $m = 2$:

$$V_2(r, h) = 0 \text{ и } V_2(r, 0) = -\frac{h^2}{2} \left(\frac{\partial^2 V_0}{\partial y^2}\right)_0 f^2(r) - h \left(\frac{\partial V_1}{\partial y}\right)_0 f(r),$$

что с учетом выражений (20) и (21) и $f(r) = J_0\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right)$ даст

$$V_2(r, 0) = -V_n \frac{\gamma h}{\rho_0} \operatorname{cth} \frac{\gamma h}{\rho_0} J_0^2\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right).$$

Из выражения 18 получим

$$V_2(r, h) = a_1 h + a_2 + \sum_{p \neq 0} (b_p' e^{-ph} + b_p'' e^{ph}) \cdot J_0(\rho r) = 0.$$

Для выполнения равенства берем $a_2 = -a_1 h$ и $b_p'' = -b_p' \cdot e^{-2ph}$ и тогда

$$V_2(r, y) = a_1 (y-h) + \sum_{p \neq 0} b_p' [\exp(-py) - \exp(-2ph) \exp(py)] \cdot J_0(\rho r). \quad (22)$$

При $y = 0$

$$-V_n \frac{\gamma h}{\rho_0} \operatorname{cth} \frac{\gamma h}{\rho_0} J_0^2\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right) = -a_1 h + \sum_{p \neq 0} b_p' (1 - \exp[-2ph]) \times J_0(\rho r) = F(r). \quad (23)$$

Выражение (23) представляет собой разложение функции $F(r)$ в ряд по функциям Бесселя.

Поскольку p принимает все значения от 0 до ∞ ($-a_1 h$ — первый член этого ряда, соответствующий $p = 0$), то этот ряд фактически есть интеграл вида

$$F(r) = \int_0^{\infty} a(p) \cdot J_0(\rho r) dp.$$

Известно [5, стр. 96], что функцию $F(r)$, не расходящуюся на бесконечности, можно представить в виде указанного интеграла от функции Бесселя, причем коэффициенты $a(p)$ определяются формулой

$$a(p) = p \int_0^{\infty} F(r) \cdot J_0(\rho r) r dr.$$

Отсюда следует, что для ряда $F(r)$ множитель $a_1 = 0$, так как $a_1 = a(\rho)|_{\rho=0} = 0$, и поэтому $a_2 = -a_1 h = 0$, а при $\rho > 0$

$$a(\rho) = b'_\rho (1 - \exp[-2\rho h]) \quad \text{или} \quad b'_\rho = \frac{a(\rho)}{1 - \exp(-2\rho h)}.$$

Поскольку

$$F(r) = -V_n \frac{\gamma h}{\rho_0} \operatorname{cth} \frac{\gamma h}{\rho_0} J_0^2 \left(\frac{\gamma}{\rho_0} r \right),$$

то

$$a(\rho) = -V_n \frac{\gamma h}{\rho_0} \operatorname{cth} \frac{\gamma h}{\rho_0} \rho \int_0^\infty J_0(\rho r) J_0^2 \left(\frac{\gamma}{\rho_0} r \right) r dr.$$

Воспользуемся формулой [6, стр. 261]

$$A_\rho = \int_0^\infty J_0(\rho x) J_0(vx) J_0(wx) x dx,$$

причем если

1) $\rho \ll |v - w|$ или $\rho \gg |v + w|$, то $A_\rho = 0$,

2) $|v - w| < \rho < |v + w|$, то $A_\rho = \frac{1}{2\Delta \sqrt{\pi} \Gamma(1/2)} = \frac{1}{2\pi\Delta}$,

где $\Gamma(1/2)$ — гамма-функция, равная $\Gamma(1/2) = \sqrt{\pi}$ и $\Delta = S_{abc}$ — площадь символического треугольника ABC со сторонами ρ , v , w , равная

$$\Delta = \begin{cases} \rho/4 \sqrt{4v^2 - \rho^2} & \text{при } v = w \\ \rho^2 \sqrt{3}/4 & \text{при } v = w = \rho. \end{cases}$$

Для нашего случая $x = r$, $\rho = \rho$, $v = w = \frac{\gamma}{\rho_0}$ и, следовательно,

$$A_{\rho|0 < \rho < 2\gamma/\rho_0} = \int_0^\infty J_0(\rho r) J_0^2 \left(\frac{\gamma}{\rho_0} r \right) r dr = \frac{1}{2\pi\Delta} = \frac{2}{\pi\rho \sqrt{4\gamma^2/\rho_0^2 - \rho^2}}.$$

Поэтому

$$b'_\rho = - \frac{V_n \gamma h / \rho_0 \operatorname{cth} \gamma h / \rho_0}{1 - \exp(-2\rho h)} \cdot \frac{2}{\pi \sqrt{4\gamma^2/\rho_0^2 - \rho^2}} \quad \text{для } 0 < \rho < \frac{2\gamma}{\rho_0},$$

так как

$$a(\rho) = - \left(V_n \frac{\gamma h}{\rho_0} \operatorname{cth} \frac{\gamma h}{\rho_0} \right) \frac{2}{\pi \sqrt{4\gamma^2/\rho_0^2 - \rho^2}}.$$

Подставляя b'_ρ в равенство (22) и приравнявая

$$a_1 = 0 \quad \text{и} \quad \frac{\exp(-\rho y) - (\exp[-2\rho h]) (\exp \rho y)}{1 - \exp(-2\rho h)} = \frac{\operatorname{sh} \rho (h - y)}{\operatorname{sh} \rho h},$$

получим

$$V_2(r, y) = -V_{II} \frac{\gamma h}{\rho_0} \operatorname{cth} \frac{\gamma h}{\rho_0} \int_{0 < \rho < 2 \frac{\gamma}{\rho_0}} \frac{2 \operatorname{sh} \rho (h-y) \cdot J_0(\rho r)}{\pi \operatorname{sh} \rho h \sqrt{4\gamma^2/\rho_0^2 - \rho^2}} d\rho. \quad (24)$$

Выражение для потенциала $V(r, y, t)$ определим, если подставим в равенство (19) найденные формулы (20), (21) и (24).

Вывод формулы для емкости конденсатора

Емкость C_t (12), исходя из равенства (19), можно представить суммой

$$C_t = C_0 + C_1 + C_2,$$

где

$$C_0 = \frac{\varepsilon}{2V_{II}} \int_0^{\rho_1} \left(\frac{\partial V_0}{\partial y} \right)_{y=h} \cdot r dr;$$

$$C_1 = \frac{\varepsilon}{2V_{II}} \cdot \frac{A}{h} \cos \omega t \int_0^{\rho_1} \left(\frac{\partial V_1}{\partial y} \right)_{y=h} r dr;$$

и

$$C_2 = \frac{\varepsilon}{2V_{II}} \left(\frac{A}{h} \right)^2 \cos^2 \omega t \int_0^{\rho_1} \left(\frac{\partial V_2}{\partial y} \right)_{y=h} r dr.$$

Учитывая выражение (20), получим, что емкость C_0 конденсатора при отсутствии возмущения ртутной обкладки равна

$$C_0 = \frac{\varepsilon \rho_1^2}{4\pi h} = \frac{\varepsilon S}{4\pi h}.$$

Применяя формулу (21), найдем первую поправку C_1 к емкости, обусловленную вибрациями ртути:

$$C_1 = \frac{\varepsilon}{4\pi h} \cdot \frac{2\pi A}{h} \cdot \frac{\gamma h/\rho_0}{\operatorname{sh} \gamma h/\rho_0} \cos \omega t \int_0^{\rho_1} J_0 \left(\frac{\gamma}{\rho_0} r \right) r dr.$$

Аналогично, пользуясь равенством (24), определим вторую поправку C_2 к емкости, обусловленную вибрациями ртути.

$$C_2 = \frac{\varepsilon}{4\pi h} \cdot \frac{\gamma h}{\rho_0} \operatorname{cth} \frac{\gamma h}{\rho_0} \cdot \frac{2\pi A^2}{h^2} \cos^2 \omega t \int_0^{\rho_1} r dr \times \\ \times \left[\frac{2}{\pi} \int_{0 < \rho < 2\gamma/\rho_0} \frac{\rho h}{\operatorname{sh} \rho h} \cdot \frac{J_0(\rho r) d\rho}{\sqrt{4\gamma^2/\rho_0^2 - \rho^2}} \right].$$

Интеграл в квадратных скобках ввиду его сложности упростим, заменив $\frac{\operatorname{sh} \rho h}{\rho h} \rightarrow \left(\frac{\operatorname{sh} \rho h}{\rho h} \right)_{\max} = 1$. Следовательно, вычислим вместо действительного несколько завышенное значение этого интеграла, взяв

$$\frac{2}{\pi} \int_{(\rho)} \frac{\rho h}{\operatorname{sh} \rho h} \cdot \frac{J_0(\rho r) d\rho}{\sqrt{4\gamma^2/\rho_0^2 - \rho^2}} \approx \frac{2}{\pi} \int_{(\rho)} \frac{J_0(\rho r) d\rho}{\sqrt{4\gamma^2/\rho_0^2 - \rho^2}}. \quad (25)$$

В равенстве (23) величина $J_0^2\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right)$ представляет собой ряд по бесселевым функциям, т. е.

$$J_0^2\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right) = -\frac{1}{V_n \frac{\gamma h}{\rho_0} \operatorname{cth} \frac{\gamma h}{\rho_0}} \left[-a_1 h + \sum_{p \neq 0} b_p' (1 - \exp[-2p h]) J_0(p r) \right],$$

где

$$a_1 = 0, \quad b_p' = -V_n \frac{\gamma h}{\rho_0} \operatorname{cth} \frac{\gamma h}{\rho_0} \cdot \frac{2}{(1 - \exp[-2p h]) \pi \sqrt{4\gamma^2/\rho_0^2 - p^2}}.$$

Поэтому

$$J_0^2\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right) = \sum_{p \neq 0} \frac{2J_0(p r)}{\pi \sqrt{4\gamma^2/\rho_0^2 - p^2}} = \frac{2}{\pi} \int_{0 < p < 2\gamma/\rho_0} \frac{J_0(p r) dp}{\sqrt{4\gamma^2/\rho_0^2 - p^2}},$$

т. е. выражает собой интеграл (25).

Таким образом приближенно

$$C_2 = \frac{\varepsilon}{4\pi h} \cdot \frac{\gamma h}{\rho_0} \operatorname{cth} \frac{\gamma h}{\rho_0} \cdot \frac{2\pi A^2}{h^2} \cos^2 \omega t \int_0^{\rho_1} J_0^2\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right) \cdot r dr.$$

На основании известных [7, стр. 56, 59] соотношений

$$\int_0^{\rho_1} J_0\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right) r dr = \frac{\rho_0 \rho_1}{\gamma} J_1\left(\frac{\gamma}{\rho_0} \rho_1\right),$$

$$\int_0^{\rho_1} J_0^2\left(\frac{\gamma}{\rho_0} r\right) r dr = \frac{\rho_1^2}{2} \left[J_1^2\left(\frac{\gamma}{\rho_0} \rho_1\right) + J_0^2\left(\frac{\gamma}{\rho_0} \rho_1\right) \right],$$

находим интеграл для C_1 и C_2 .

Собирая вместе выражения для C_0 , C_1 и C_2 , получим искомую формулу для емкости конденсатора в момент времени t :

$$\begin{aligned} C_t &\approx \frac{\varepsilon S}{4\pi h} \left\{ 1 + \frac{A}{h} \cdot \frac{\gamma h/\rho_0}{\operatorname{sh} \gamma h/\rho_0} \cdot \frac{2}{\gamma} \cdot \frac{\rho_0}{\rho_1} J_1\left(\frac{\gamma \rho_1}{\rho_0}\right) \cos \omega t + \right. \\ &+ \left. \frac{A^2}{h^2} \cdot \frac{\gamma h}{\rho_0} \left(\operatorname{cth} \frac{\gamma h}{\rho_0} \right) \left[J_1^2\left(\frac{\gamma}{\rho_0} \rho_1\right) + J_0^2\left(\frac{\gamma}{\rho_0} \rho_1\right) \right] \cos^2 \omega t \right\} = \\ &= \frac{\varepsilon S}{4\pi h} [1 + N_1 + N_2], \end{aligned} \quad (26)$$

где N_1 и N_2 — поправочные члены.

Анализ формулы для емкости

Чтобы подчеркнуть важность проведенного расчета, оценим наибольшее значение, которое могут принять поправочные члены N_1 и N_2 в формуле (26). Для этого положим $\cos \omega t = 1$ и для входящих в формулу параметров возьмем числовые значения, соответствующие опытным данным и оптимальным условиям применения конденсатора (см. ниже): $\varepsilon \approx 1$; $h = 5 \cdot 10^{-2}$ см; $\rho_1 = 2,5$ см; $A =$

$= 10^{-3}$ см; $\rho_0 = 4$ см; $\gamma = 140$, что для $b = A/h = 2 \cdot 10^{-2}$; $k = \rho_1/h = 50$; $x = z_0/k = 2$ (где $z_0 = \gamma \rho_1/\rho_0 = 87,5$) дает $C_0 = \epsilon S/4\pi h = v\rho_1^2/4h = 35$ пф и чувствительность $\left| \frac{\Delta C}{\Delta h} \right| = 0,05$ пф/мм.

При указанных обозначениях поправки N_1 и N_2 выражения (26) можно переписать в виде

$$N_1 = \frac{b \cdot z_0/k}{\text{sh } z_0/k} \cdot \frac{2J_1(z_0)}{z_0}, \quad N_2 = b^2 \frac{z_0}{k} \text{cth } \frac{z_0}{k} [J_1^2(z_0) + J_0^2(z_0)].$$

Поскольку

$$\left(\frac{z_0/k}{\text{sh } z_0/k} \right)_{\max} = 1 \quad \left(\text{при } \frac{z_0}{k} = 0 \right) \quad \text{и} \quad \left[\frac{2J_1(z_0)}{z_0} \right]_{\max} = 1$$

(при $z_0 = 0$) и если учесть, что

$$J_1(z_0) = \frac{z_0}{2} \left[1 - \frac{(z_0/2)^2}{1!2!} + \frac{(z_0/2)^4}{2!3!} - \dots \right],$$

то

$$(N_1)_{\max} = b = \frac{A}{h} = 2 \cdot 10^{-2}.$$

Для оценки N_2 напомним, что функция $y_1 = \text{cth } x$ с ростом x изменяется от ∞ до 1, достигая значения, равного единице, приблизительно при $x = 2$, как это имеет место в нашем случае ($x = z_0/k = 2$). Поэтому

$$\left(\frac{z_0}{k} \text{cth } \frac{z_0}{k} \right)_{\max} = x \text{cth } x = 2, \quad \text{а} \quad |J_1(z_0)|_{\max} \quad \text{и} \quad |J_0(z_0)| \quad \text{как известно [4,$$

стр. 312], равны соответственно 0,6 и 1, что дает

$$[J_1^2 + J_0^2]_{\max} \approx 1,36.$$

Таким образом,

$$(N_2)_{\max} = 2,72b^2 \approx 10^{-3}.$$

Следовательно, изменение емкости $C_0 = \frac{S}{4\pi h} \approx 35$ пф, обусловленное вибрациями ртути с амплитудой $A = 10^{-3}$ см, может при указанных параметрах быть значительным и составлять

$$\Delta C_{\max} = \frac{S}{4\pi h} \left[\frac{A}{h} + 2,72 \left(\frac{A}{h} \right)^2 \right] = 0,735 \text{ пф.}$$

При $\left| \frac{\Delta C}{\Delta h} \right| = 0,05$ пф/мм получим погрешность измерения высоты уровня ртути порядка $\Delta h \approx 15$ мм.

Наличие, однако, в формуле (26) осциллирующих со временем членов, для которых пока было взято только максимальное значение ($\cos \omega t = 1$), может привести к снижению погрешности Δh , если произвести усреднение по времени. Это допустимо, поскольку период вибраций $T = 2\pi/\omega \approx 0,03 \div 0,04$ сек много меньше времени наблюдения (меньше постоянной времени регистрирующего прибора) и поскольку при регистрации C_t фильтр прибора выделяет практически постоянную слагающую емкости. Но, несмотря на то, что при таком усреднении влияние первой поправки сводится к нулю, а вторая поправка уменьшается, ее влияние может быть еще достаточно заметным ($\Delta h > 0,5$ мм). Поэтому целесообразно так подобрать параметры, чтобы обе поправки сами по себе были

пренебрежимо малы. Это тем более необходимо в «статических» ($\omega = 0$) случаях, когда формула C_f относится к конденсаторам, имеющим неподвижные обкладки сложной формы: $y = Af(r)$.

Наиболее выгодно подобрать параметры конденсатора так, чтобы обе поправки N_1 и N_2 были не только малы, но и могли компенсировать друг друга. Это возможно сделать благодаря знакопеременности поправки N_1 .

Воспользуемся указанной возможностью и потребуем, чтобы

$$N_1 + N_2 = \frac{2}{z_0} J_1(z_0) + \frac{Ak}{\rho_1} \operatorname{cth} \frac{z_0}{k} [J_1^2(z_0) + J_0^2(z_0)] = 0.$$

Отсюда получим формулу

$$\rho_1 = - \frac{Akz_0 \operatorname{cth} \frac{z_0}{k}}{2J_1(z_0)} [J_1^2(z_0) + J_0^2(z_0)], \quad (27)$$

по которой рассчитываем оптимальный радиус ρ_1 электрода.

Выбор параметров конденсатора

Исходные данные для расчета берем на основании следующих соображений:

а) Размеры сосуда для ртути должны быть, с одной стороны, достаточно велики ($\rho_0 > 2$ см), чтобы не ощущалось влияние на точность измерения высоты уровня ртути явлений капиллярной депрессии. С другой стороны, ρ_0 нежелательно брать большим ($\rho_0 > 4$ см), так как с ростом габаритов, а следовательно, и веса ртутного конденсатора (большое количество ртути) увеличиваются размеры всей аппаратуры в целом. Вместе с этим повышаются требования к жесткости конструкции манометра, увеличиваются температурные деформации и погрешности его измерительных устройств и затрудняется их термостатирование.

Кроме того, поскольку при требуемой чувствительности $\Delta C/\Delta h = 0,05$ пф/мм, радиус ρ_1 электрода в сосуде по крайней мере должен быть больше 1 см, то, чтобы избежать влияния на емкость искривления мениска ртути, необходимо границу ртутной поверхности удалить от края электрода на 1,5–2 см. Таким образом, подходящим оказывается $\rho_0 \approx 4$ см.

б) Учитывая замечания, сделанные в п. «а», следует отметить, что глубина d слоя ртути должна быть порядка 2,5 см.

При таких параметрах, как уже было сказано, заметную амплитуду $A = 10^{-3}$ см имеют в сосуде волны периода $T = 0,03 \div 0,04$ сек, что приводит, в соответствии с формулой (8), к значению γ порядка 140–70.

в) Размеры ρ_1 и h должны позволить пренебречь краевым эффектом. Поэтому требуется, чтобы $\rho_0 > \rho_1 \gg h$, т. е. чтобы $k = \frac{\rho_1}{h} \gg 1$. Это удовлетворяется с запасом, если принять $k = 50$. Точно так же для строгости используемой теории расчета нужно получить, согласно выражению (1), $h \gg A$, а кроме того, как было сказано, иметь $\rho_1 > 1$ см.

Таким образом, в качестве исходных данных следует взять: $A = 10^{-3}$ см; $\rho_0 = 4$ см; $d = 2,5$ см; $k = \rho_1/h = 50$; $\gamma = 140$ (или 70); $h \gg A$; $h < \rho_1 < \rho_0$, т. е. $1 < \rho < 4$ см).

При этих данных остается найти такое $z_0 = \gamma\rho_1/\rho_0$, при котором выполняется равенство (27) для оптимального значения ρ_1 .

Поскольку $\operatorname{cth} z_0/k$ всегда больше нуля, то реальное ρ_1 будет соответствовать тем z_0 , при которых $J_1(z_0) < 0$. Вместе с тем z_0 необходимо брать достаточно большим и близким к одному из корней J_1 , так как при этом J_1 и J_0 малы, а ρ_1 станет настолько велико, что будет выполнено условие $1 < \rho_1 < 4$ см. Пользуясь таблицами для функций Бесселя [8, стр. 36], находим для $z_0 = 82,2$ и $z_0 = 82,3$:

$$J_0(82,2) = 85 \cdot 10^{-3}; \quad J_1(82,2) = -22,8 \cdot 10^{-3};$$

$$J_0(82,3) = 87 \cdot 10^{-3}; \quad J_1(82,3) = -14 \cdot 10^{-3}.$$

Из таблиц для гиперболических функций [9] получим

$$\operatorname{cth} \frac{z_0}{k} = \operatorname{cth} \frac{82,2}{50} \approx 2,7.$$

После подстановки вместо всех входящих в формулу (27) величин найденных для них числовых значений получаем, что значение ρ_1 заключено в пределах $2 \leq \rho_1 \leq 3$ (см).

Таким образом, оптимальное значение $\rho_1 = 2,5$ см, а следовательно, и $h = \rho_1/k$, т. е. $h = 5 \cdot 10^{-2}$ см.

Для случая прямоугольного электрода [1] были получены практически такие же параметры.

Оценим поправки N_1 и N_2 при указанных параметрах, а также при $\gamma = 140$ или $\gamma = 70$ и $\cos \omega t = 1$.

Оценим поправку для $\gamma = 140$.

Поскольку

$$b = \frac{A}{h} = 2 \cdot 10^{-2}; \quad z_0 = \frac{\gamma \rho_1}{\rho_0} = 87,5; \quad \frac{z_0}{k} = 1,75;$$

$$\operatorname{sh}(1,75) \approx 2,8; \quad \operatorname{cth}(1,75) \approx 1,08; \quad J_1(87,5) = -8 \cdot 10^{-2};$$

$$J_0(87,5) \approx 3 \cdot 10^{-2},$$

то

$$N_1 = b \frac{z_0/k}{\operatorname{sh} z_0/k} \cdot \frac{2J_1(z_0)}{z_0} = -2,3 \cdot 10^{-5},$$

$$N_2 = b^2 z_0/k (\operatorname{cth} z_0/k) [J_1^2(z_0) + J_0^2(z_0)] = 5,5 \cdot 10^{-6}$$

и

$$C = \frac{eS}{4\pi h} [1 + N_1 + N_2] = 35 - 8 \cdot 10^{-4} + 1,93 \cdot 10^{-4} \approx 35 \text{ пф.}$$

т. е. $\Delta C_{\text{вibr}} \approx -6 \cdot 10^{-4}$ пф.

При $\Delta C/\Delta h = 0,05$ пф/мкм погрешность измерения высоты уровня ртути составит $\Delta h = 0,01$ мкм, что пренебрежимо мало.

Подобный расчет для $\gamma = 70$ даст

$$\Delta C_{\text{вibr}} = \frac{eS}{4\pi h} (N_1 + N_2) = 3 \cdot 10^{-3} \text{ пф.}$$

и, следовательно, погрешность Δh равна 0,06 мкм, т. е. также весьма мала.

Таким образом, при указанной методике подбора параметров конденсатора погрешность от вибраций ртути может быть сделана достаточно малой даже в самом неблагоприятном случае, когда нельзя производить усреднение по времени и первая поправка не равна нулю.

Выводы

1. При определенных сформулированных выше условиях, которые вполне реализуются на практике, можно достаточно строго рассчитать емкость измерительного конденсатора, обкладки которого подвержены небольшим деформациям во времени. Такие конденсаторы широко применяют для различных прецизионных измерений.

2. Емкость рассчитывают методом разложения потенциала электрического поля конденсатора в ряд по малому параметру, зависящему от деформации обкладки.

3. Выведена формула емкости конденсатора, одна из обкладок которого — круглая пластина, а другая — тяжелая проводящая жидкость (ртуть) с поверхностью, деформируемой из-за вибраций.

4. Формула включает поправки, учитывающие влияние вибраций.

5. На основе анализа формулы примерно выбраны оптимальные параметры конденсатора, при которых погрешность от вибрации не превышает допустимого значения.

6. Метод расчета пригоден для конденсаторов различных типов, в частности, с гофрированной мембраной.

ЛИТЕРАТУРА

1. Израйлов К. С. Емкость плоского измерительного конденсатора при волнистой форме поверхности одной из его обкладок. Труды институтов Комитета, вып. 67 (127). Стандартгиз, 1962, стр. 100.

2. Израйлов К. С., Киренков И. И. Емкостный ртутный манометр для газового термометра. Труды институтов Комитета, вып. 51 (111). Стандартгиз, 1961, стр. 5.

3. Израйлов К. С. Разделительная камера с емкостным отсчетом. Труды институтов Комитета, вып. 63 (123). Стандартгиз, 1962, стр. 182.

4. Грэй Э., Мэтью Г. Б. Функции Бесселя и их приложения к физике и механике. Изд-во иностр. лит., 1953, стр. 158.

5. Маделунг Э. Математический аппарат физики. Физматгиз, 1961, стр. 341.

6. Рыжик И. М., Градштейн И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. Физматгиз, 1962.

7. Кошляков Н. С., Светлов А. В., Строганов В. Г. Введение в теорию малых колебаний, имеющих приложение в акустике. ОНТИ НКТП, 1937, стр. 56—58.

8. Фадеева В. Н., Гавурин М. К. Таблицы функций Бесселя целых номеров. Гостехиздат, 1950, стр. 36.

9. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. Гостехиздат, 1954, стр. 139.

Поступила в редакцию
15/V 1968 г.

УДК 621.317.727.1.024

А. В. ВОРОБЬЕВ, Л. В. НАЛБАНДОВ
ВНИИМ

ТОЧНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ ВЫСОКОГО ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННОЙ КЕРРА

Для измерений абсолютных значений постоянной Керра некоторых веществ потребовалось разработать прецизионный делитель высокого постоянного напряжения. Разработке и исследованию метрологических характеристик этого делителя было уделено особое внимание потому, что погрешность в определении высокого напряжения, приложенного к ячейке Керра, входит удвоенной величиной в выражение суммарной погрешности при абсолютном определении константы Керра [1].

Имеется довольно большое число опубликованных конструкций делителей для точного измерения высокого напряжения порядка $10-20$ кВ с погрешностью измерения порядка $0,001-0,0001\%$ [2-5], которые различаются величиной рабочего тока, типом конструкции, методом калибровки коэффициента деления при низком и высоком рабочем напряжениях.

При проектировании во ВНИИМ прецизионного делителя высокого постоянного напряжения было решено использовать серийно выпускаемые высокоомные герметизированные резисторы типа МВСГ (МРГ) на базе марганцевого литого микропровода в стеклянной изоляции. Удобная и быстрая автономная поверка (самоповерка) делителя высокой точности при низком напряжении и хорошие нагрузочные характеристики, измеренные при высоком рабочем напряжении при помощи другого более высоковольтного резистора, подтвердили правильность выбранного пути.

Расчетные соотношения для проектирования делителя

Так как основным назначением делителя должно было являться измерение постоянных напряжений от нескольких единиц до 10—20 кВ, то при использовании компенсатора типа Р345 класса 0,001 с верхним пределом измерения 2,111 в было признано достаточным наличие только одного коэффициента деления, номинально равного $10^4 : 1$.

В высоковольтном плече делителя использованы 10 секций по 20 Мом, каждая из которых состоит из четырех резисторов типа МВСГ-1 с номинальным сопротивлением 5 Мом при точности подгонки каждого резистора $\pm 0,05\%$ и температурном коэффициенте не более $\pm 1,5 \cdot 10^{-5} \text{ град}^{-1}$. В нормальном режиме работы все секции высоковольтного плеча делителя включены последовательно (R_p), так что суммарное сопротивление его измерительной высоковольтной цепи равно 200 Мом. В режиме калибровки при низком напряжении секции высоковольтного плеча переключают на параллельное соединение (R_p), при этом его номинальное сопротивление становится равным 2 Мом. Аналогично в низковольтном плече делителя использованы 10 резисторов по 200 ком, которые в режиме измерения включены параллельно (r_p) и имеют номинальное сопротивление 20 ком, а в режиме калибровки — последовательно (r_s) и номинально равны 2 Мом.

Используя обычный способ [6], легко получить уравнение калибровки групп номинально равных резисторов, переключаемых с последовательного соединения на параллельное,

$$R_s/r_p = (R_p/r_s) N^2 n^2,$$

где N и n — число переключаемых секций высоко- и низковольтного плеч делителя соответственно.

При выводе этого выражения пренебрегают квадратичными членами, так как для резисторов с погрешностью подгонки $\pm 0,05\%$ вклад этих членов не более $0,25 \cdot 10^{-4}\%$.

Поправку δ при параллельном (R_p) соединении N резисторов с номинальным сопротивлением R высоковольтного плеча и при последовательном (r_s) соединении n резисторов с номинальным сопротивлением r низковольтного плеча определяют компарированием:

$$R_p/r_s = 1 + \delta.$$

Следовательно, фактически откалиброванный при низком напряжении коэффициент деления делителя по напряжению будет равен

$$k = \frac{r_p + R_s}{r_p} = 1 + N^2 n^2 (1 + \delta).$$

Для получения $k = 10^4$ в нашем случае можно идти двумя путями. Имея подстроечный элемент, включенный последовательно с низковольтным или высоковольтным резисторами, добиваться: 1) либо $\delta = 0$ и тогда ввести фиксированное добавочное сопротивление последовательно с параллельным соединением низковольтного плеча, равное $1/k = 1/N^2 n^2 = 10^{-4}$, которое в нашем случае будет составлять 2 ом; 2) либо за счет подстроечных элементов добиться, чтобы $\delta = -1/N^2 n^2$ составляла $-0,0001$. Заметим, что фиксированное доба-

вочное сопротивление по первому методу может иметь погрешность подгонки всего лишь 1%, что внесет погрешность в значения k , равную $10^{-4}\%$.

Оценим погрешности перехода от последовательного соединения к параллельному для наиболее низкоомных резисторов делителя, номинально равных 200 ком. Эти погрешности возникают из-за конечного сопротивления подводящих проводов от самих резисторов к контактным платам (ρ), а также из-за сопротивления самих «параллелиющихся» плат (σ). В работе [2] получены простые формулы для оценки указанных погрешностей для двух крайних случаев:

1) при $\rho = 0$ и $\sigma \neq 0$

$$\Delta r_p = \frac{r}{n} \left[1 + \frac{1}{6} \left(\frac{\sigma}{r} \right) (2n^2 - 3n + 1) - \frac{1}{180} \left(\frac{\sigma}{r} \right)^2 (4n^4 - 5n^2 + 1) + \dots \right];$$

2) при $\rho \neq 0$ и $\sigma = 0$

$$\Delta r_p = \frac{r}{n} \left[1 + 4 \frac{\rho}{r} \right].$$

Примем $\sigma = 0,5 \cdot 10^{-3}$ ом, $\rho = 10 \cdot 10^{-3}$ ом (для данной конструкции — эти значения преувеличены против экспериментальных), тогда для $r = 2 \cdot 10^5$ ом и $n = 10$ по первой формуле получим погрешность, равную $0,7 \cdot 10^{-4}\%$, а по второй $0,14 \cdot 10^{-4}\%$. Как видим, эти погрешности, даже весьма преувеличенные, лежат ниже $10^{-4}\%$. Для высоковольтного плеча, каждая коммутируемая секция которого имеет в 100 раз большее сопротивление, погрешности калибровки при низком напряжении будут иметь еще меньшее числовое значение.

Результаты калибровки делителя при низком напряжении

При калибровке делителя по методу перестановки в качестве двух сравниваемых между собой номинально равных резисторов использованы параллельно соединенные резисторы высоковольтного плеча и последовательно соединенные резисторы низковольтного плеча, номинально равные 2 Мом. Два других плеча моста сравнения, номинально равных 200 ком, смонтированы также в конструкции делителя. Все элементы делителя, включая 200-ком резисторы моста-компаратора, экранированы; резисторы экранирующих цепей идентичны резисторам измерительного делителя и расположены в конструкции так, что обеспечивают необходимое экранирование измерительных цепей высоковольтного делителя.

В качестве нуля-индикатора использован гальванометр типа М17/10 с постоянной $1,8 \cdot 10^{-11}$ а/дел. При напряжении питания моста, равном примерно 80 в, чувствительность его составляла 1 дел/ $10^{-4}\%$, а разрешающая способность была в 4—5 раз выше. Стабильность небаланса моста в течение дня порядка $10^{-5}\%$ свидетельствовала о хорошем качестве экранировки как моста, так и гальванометра, на экран которого всегда подавали защитное напряжение от экранирующих цепей моста-компаратора.

Измерение поправки δ отношения сопротивления параллельного соединения высоковольтного плеча к сопротивлению последовательного соединения низковольтного плеча в течение полугодия показало, что эта поправка (без применения подстроечных резисторов в каком-либо из плеч) равна $(114 \pm 5) \cdot 10^{-4}\%$ при температуре воздуха 20—25° С (рис. 1). На основании опыта калибровки при низком напряжении можно считать, что погрешность коэффициента деления делителя при изменении температуры воздуха в диапазоне 20—25° С не превышает $\pm 5 \cdot 10^{-4}\%$ и легко может быть снижена, если температура воздуха будет варьировать в меньших пределах. Высокая стабильность коэффициента деления делителя дает возможность в дальнейшем реже калибровать его при низком

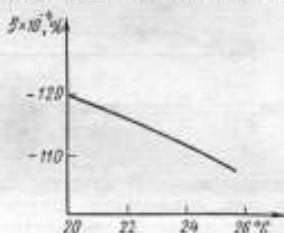


Рис. 1. Зависимость поправки δ от температуры.

напряжении. Во всяком случае калибровка перед каждым измерением высокого напряжения не обязательна, если допустима погрешность ее порядка $\pm 5 \cdot 10^{-4}\%$, что вполне приемлемо при измерении постоянной Керра.

Проверка характеристик делителя при высоком напряжении

При этих исследованиях были использованы высокоомные экранированные высоковольтные резисторы [7], рассчитанные на работу при напряжении порядка 75 кВ. Номинальная величина каждого измерительного резистора 500 Мом, а экранирующего 1000 Мом. Резисторы выполнены в виде обмотки из марганцевого микропровода в стеклянной изоляции на стеклянных цилиндрах-каркасах диаметром порядка 120 мм, расположенных коаксиально (каркас измерительного резистора внутри экранирующего). Экранирующая обмотка,

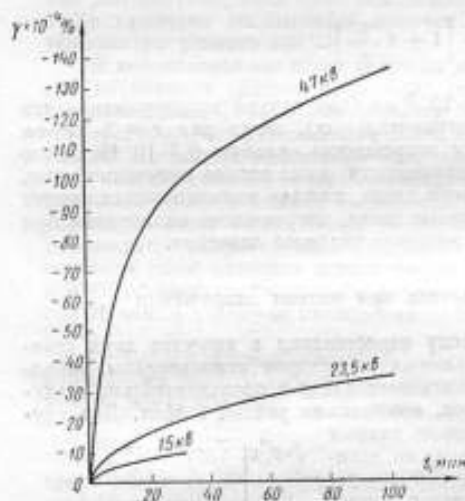


Рис. 2. Зависимость поправки γ от времени.

кроме того, помещена еще в один защитный стеклянный цилиндр. Все три цилиндра герметизированы на торцах, на которых расположены контактные фланцы измерительного и экранирующего резисторов. С целью изучения температурной зависимости резисторов они были предварительно исследованы в пределах $20-35^\circ\text{C}$ при низком напряжении и затем при напряжениях до 60 кВ были сняты нагрузочные поправки к ним. Измерения вели на экранированном одинарном высоковольтном мосте.

В качестве высоковольтных плеч моста использовали четыре резистора, из которых один был включен в первое плечо, а три других, соединенных последовательно, — во второе. Каждый из трех последних резисторов рассеивал в девять раз меньшую мощность, чем один резистор в первом высоковольтном плече моста, поэтому можно было приблизительно полагать, что балластное второе плечо моста при-
менали образцовые катушки сопротивления типа P331 100 ком. Для уменьшения влияния температуры воздуха использовали катушки с низкими температурными коэффициентами сопротивления ($\alpha = \pm 0,5 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$ и $\beta = -0,5 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-2}$) и при температуре воздуха $20 \pm 1^\circ\text{C}$ погрешность калибровки была менее $10^{-4}\%$. Такие катушки использовали при высоковольтных испытаниях делителя для измерения постоянной Керра.

Нагрузочные поправки высоковольтного плеча делителя снимали с помощью двух упомянутых высоковольтных резисторов с температурными коэффициентами противоположного знака $\pm 6 \cdot 10^{-6} \text{ град}^{-1}$, и эффективный температурный коэффициент сопротивления обоих резисторов не превышал в наихудшем случае $\pm 10^{-6} \text{ град}^{-1}$. Измеренное тепловое сопротивление этих резисторов найдено равным примерно $2,5 \text{ град/вт}$. Следовательно, при приложении к каждому резистору напряжения порядка 10 кВ нагрузочная поправка не превысит $10^{-4}\%$, и тем более это будет верно для согласованной пары резисторов.

Из графика нагрузочных поправок γ высоковольтного плеча делителя при разных значениях приложенного напряжения в зависимости от времени (рис. 2) следует, что изменения поправки γ при $R_S = 200 \cdot (1 + \gamma) \text{ Мом}$ и времени измерения до получаса не превышают: а) $-0,001\%$ при напряжении 15 кВ; б) $-0,002\%$ при 23,5 кВ; в) $-0,010$ при 47 кВ. (Отметим, что эти погрешности отрицательны.)

Воспользовавшись данными рис. 2, в случае необходимости можно вводить поправки в измерения с делителем в разных режимах. Относительная погрешность оценки нагрузочных поправок составляет 5—10% (но не менее $\pm 2-3 \cdot 10^{-4}\%$).

Как уже было указано, основным режимом делителя будет относительно кратковременное измерение напряжений, не превышающих 10—20 кВ, поэтому при времени измерения до 10 мин и напряжениях 15—20 кВ поправка γ не превысит $-0,001\%$, т. е. будет по значению сравнима с погрешностью калибровки делителя при низком напряжении ($\pm 0,0005\%$) из-за изменения температуры воздуха в диапазоне 20—25° С. Погрешность перехода от последовательного соединения к параллельному для высоковольтного плеча и соответственно для обратного перехода низковольтного плеча не превосходит $10^{-4}\%$ и меньше нагрузочной погрешности ($-0,001\%$) и погрешности калибровки делителя при низком напряжении ($\pm 0,0005\%$).

Суммируя обе эти составляющие погрешности, можно считать, что при использовании делителя для измерения постоянной Керра суммарная погрешность коэффициента деления не превысит $\pm 0,002\%$.

Конструкция делителя

В качестве основного изоляционного материала в конструкции делителя (рис. 3) использовано оргстекло, которое обладает высокими изоляционными свойствами и хорошо поддается обработке. Высоковольтные секции делителя смонтированы на десяти одинаковых дисках-платах, снабженных алюминиевыми антикоррозионными кольцами. Защитный потенциал на каждом кольце равен среднему потенциалу секции высоковольтного плеча делителя и подается от экранирующего делителя. В каждой секции находятся 4 резистора по 5 Мом измерительной цепи и 4 таких же резистора экранирующей цепи. Резисторы измерительной цепи расположены между антикоррозионным кольцом и экранирующими резисторами, что создает их дополнительную экранировку.

Десять секций высоковольтного плеча делителя, нормально соединенных последовательно, включают параллельно с помощью пружинящих контактов, смонтированных на поворотной изолирующей штанге из оргстекла, проходящей через все диски-платы. Система переключения секций-этажей с последовательного соединения на параллельное — двоякая, так как экранирующий и измерительный делители идентичны.

Конструкция низковольтного плеча делителя, смонтированного на одинаковой плате, предусматривает переключение нормально соединенных в параллель резисторов в последовательное соединение. Шунтирующее устройство низковольтного плеча выполнено в виде ряда клемм и контактных планок. Все контактные поверхности высоковольтного и низковольтного плеч делителя посеребрены.

Диски-платы имеют вентиляционные отверстия, над которыми расположены резисторы, что облегчает условия теплообмена. Для защиты от пыли весь делитель помещен в кожух из оргстекла.

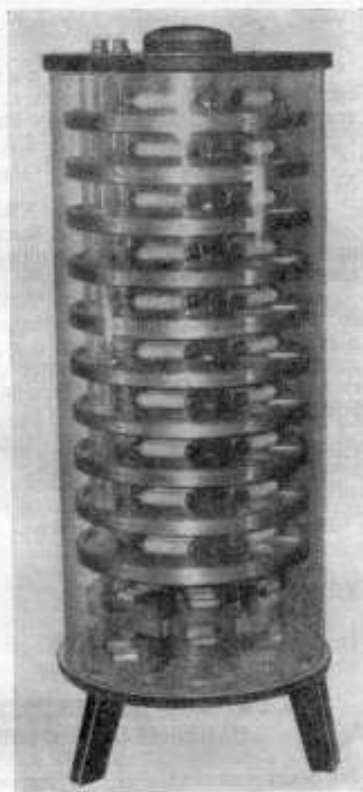


Рис. 3. Общий вид делителя.

Заклучение

Исследования делителя высокого постоянного напряжения для измерения постоянной Керра показали, что его можно использовать при любых электрических измерениях для расширения пределов измерения компенсаторов класса 0,001, например, типа Р345.

ЛИТЕРАТУРА

1. Замков В. А., Налбандов Л. В. Теоретическое обоснование абсолютного метода измерения постоянной Керра. Труды метрологических институтов СССР, вып. 114 (174). Изд-во стандартов, 1970.
2. Harris J. N. R. S. I., 1952, v. 23, № 8, p. 409.
3. Felt G., Harris J. N., Du Mond J. W. M. Phys. Rev., 1953, v. 92, № 5, p. 1160.
4. Park J. H. J. Res., NBS, v. 66C, № 1, Jan. 1962, p. 19.
5. Люис Р. Н. Метод быстрой калибровки прецизионных делителей напряжения в нормальных для них рабочих условиях. «Приборы для научных исследований», 1965, № 4.
6. Weppner F. J. Res., NBS, v. 25, № 2, Aug. 1940, p. 229—294.
7. Драбенко И. Ф. Исследование и разработка высоковольтных точных и стабильных сопротивлений и делителей напряжения из микропровода в стеклянной изоляции. Автореферат диссертации НИИ Электроприборостроения на соискание ученой степени кандидата техн. наук, 1967. Научно-техн. библ. ВНИИМ, инв. № 49298.

Поступила в редакцию
29/VII 1968 г.

УДК 621.316.722.4.029.4.088

В. М. БАЙКОВ, О. П. ГАЛАХОВА
ВНИИМ

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТЕЙ РЕЗИСТОРНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПЯЖЕНИЯ В ЗВУКОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Делители напряжения, как один из видов масштабных преобразователей напряжения, находят широкое применение на переменном токе в различных устройствах электро- и радиоизмерительной техники, в автоматике и проводной связи.

Для построения делителей в настоящее время используют все элементы, воспроизводящие параметры электрической цепи: R , C , L , M . Известны резисторные, конденсаторные, индуктивные делители, а также делители на основе сочетаний указанных элементов. В последнее время весьма интенсивно разрабатывают и внедряют в практику автотрансформаторные делители. Однако их рабочие частоты ограничены пока сравнительно небольшим диапазоном — не более 1000 гц. Конденсаторные делители целесообразно использовать при частотах, превышающих 20 кГц, так как при более низких частотах у них наблюдается значительное возрастание фазовых погрешностей вследствие влияния активных потерь конденсаторов и сопротивления нагрузки делителя.

Указанные причины привели к тому, что при частотах звукового диапазона наиболее распространены резисторные делители. С точки зрения удобства компенсации частотной погрешности лучший вариант представляет собой однопределный делитель, выполненный из двух резисторов, составляющих верхнее и нижнее плечи делителя. Такая схема может быть положена в основу создания

многопредельных делителей напряжения. Это возможно при использовании специальных переключающих устройств, например переключателей «барабанного» типа, обеспечивающих включение в цепь делителя только двух резисторов, соответствующих выбранному коэффициенту деления.

Принципиальная схема такого делителя с учетом остаточных реактивностей резисторов L_1, L_2, C_1, C_2 для одного предела по коэффициенту деления показана на рис. 1. Коэффициент деления K_d делителя определяется выражением:

$$K_d = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2},$$

где Z_1 и Z_2 — полные сопротивления плеч делителя.

Представляя полные сопротивления как $z_i = R_i(1 + j\omega\tau_i)$, где τ_i — постоянная времени сопротивления резистора, получим

$$K_d = \frac{R_1(1 + j\omega\tau_1) + R_2(1 + j\omega\tau_2)}{R_2(1 + j\omega\tau_2)}.$$

После преобразований имеем

$$K_d = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \left[1 + j\omega \frac{R_1}{R_1 + R_2} (\tau_1 - \tau_2) \right], \quad (1)$$

Из выражения (1) нетрудно определить фазовую γ_φ и амплитудную γ_a погрешности коэффициента деления:

$$\gamma_\varphi = \omega \frac{R_1}{R_1 + R_2} (\tau_1 - \tau_2); \quad (2)$$

$$\gamma_a = \frac{1}{2} \left[\omega \frac{R_1}{R_1 + R_2} (\tau_1 - \tau_2) \right]^2. \quad (3)$$

Погрешности делителя зависят от частоты переменного тока, погрешности подгонки сопротивлений резисторов на постоянном токе и остаточной реактивности сопротивлений резисторов.

Из рассмотренных формул обеих погрешностей очевидно, что значения погрешностей приближаются к нулю при равенстве постоянных времени сопротивлений резисторов плеч делителя, т. е. когда выполняется условие $\tau_1 = \tau_2$.

Делители с высоким входным сопротивлением и коэффициентом деления, изменяющимся в широких пределах, выполняют из резисторов, постоянные времени сопротивления которых носят емкостный характер. Поэтому наиболее простым и удобным способом выравнивания постоянных времени является включение параллельно резисторам компенсирующих конденсаторов. При этом условие равенства постоянных времени принимает вид:

$$\tau_1 + R_1 C_{K1} = \tau_2 + R_2 C_{K2},$$

где C_{K1} и C_{K2} — емкости компенсирующих конденсаторов.

Следовательно, компенсация погрешностей делителей напряжения на переменном токе возможна, если известны постоянные времени τ_1 и τ_2 . Не всегда, однако, удается выполнить эти измерения с требуемой точностью. Следует отметить также, что компенсация погрешностей делителя на переменном токе при раздельном определении постоянных времени сопротивлений резисторов не является достаточно полной. В этом случае не могут быть учтены влияния емкостей на экран, монтажных емкостей, соединительных проводников, т. е. данному способу присущи все недостатки способа поэлементной оценки погрешности.

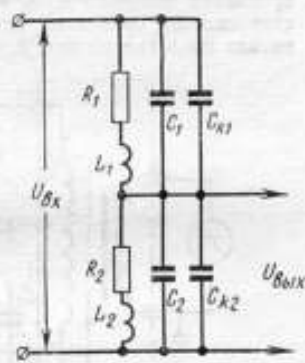


Рис. 1. Принципиальная схема активного делителя напряжения с учетом остаточных реактивностей сопротивлений.

Более рациональным представляется выбор компенсирующих емкостей C_{K1} и C_{K2} , при котором исходят из экспериментально найденной разности постоянных времени $\tau_1 - \tau_2$, т. е. основываясь на комплексной оценке данной величины.

Существующий в настоящее время метод [1] позволяет определить только амплитудную погрешность делителей в звуковом диапазоне частот с погрешностью не менее 0,5%.

Во ВНИИМ разработан метод [2], в котором фазовую и амплитудную погрешности делителей напряжения на переменном токе компенсируют путем сравнения делителя с образцовыми мерами емкости и сопротивления. В качестве способа сравнения использован мостовой метод. Принципиальная схема метода показана на рис. 2. Здесь исследуемый делитель, составленный из рези-

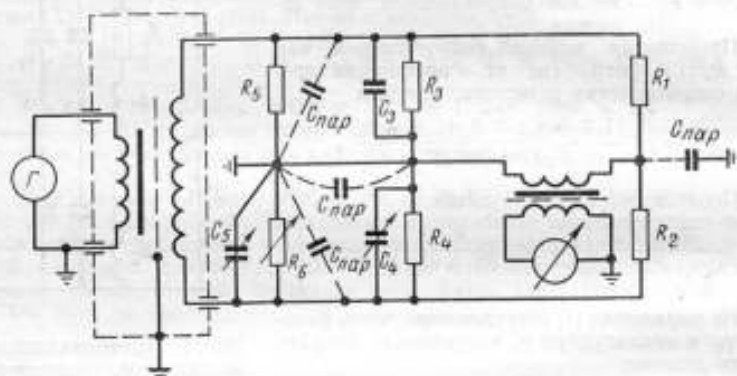


Рис. 2. Вариант мостовой схемы для определения фазовой погрешности делителя.

сторов R_1 и R_2 образует одну ветвь моста. Другая ветвь является «образцовой» — постоянные времена сопротивлений ее плеч, составленных из резисторов R_3 и R_4 и конденсаторов C_3 и C_4 , известны. Для устранения шунтирования рабочих плеч моста паразитными емкостями C_{nap} на землю применена дополнительная, симметрирующая ветвь — R_5, R_6, C_5 . Для удобства уравновешивания моста применяют два нулевых указателя. В этом случае при нулевых показаниях обоих индикаторов шунтирующие емкости оказываются включенными в плечи дополнительной ветви или параллельно нулевым указателям и на работу моста не влияют.

При равновесии моста выполняется условие:

$$Z_1 \cdot Z_4 = Z_2 \cdot Z_3,$$

где Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 — полные сопротивления плеч моста.

Выражая полные сопротивления через соответствующие постоянные времени получаем

$$R_1 (1 + j\omega\tau_1) R_4 (1 + j\omega\tau_4) = R_2 (1 + j\omega\tau_2) R_3 (1 + j\omega\tau_3).$$

Полагая, что $\omega^2\tau_1\tau_4 \ll 1$ и $\omega^2\tau_2\tau_3 \ll 1$, имеем условия равновесия моста: $R_1 R_4 = R_2 R_3$; $\omega R_1 R_4 (\tau_1 + \tau_4) = \omega R_2 R_3 (\tau_2 + \tau_3)$.

Интересующее нас второе условие с учетом первого может быть преобразовано в виде

$$\tau_1 - \tau_2 = \tau_3 - \tau_4. \quad (4)$$

Таким образом, определив в момент равновесия показания образцовых плеч моста, можно найти разность постоянных времени сопротивлений резисторов плеч делителя.

Представляет интерес абсолютная чувствительность моста к изменению разности постоянных времени. Рассмотрим выражение для выходного напряжения $U_{\text{вых. м}}$ моста

$$U_{\text{вых. м}} = U_{\text{вх}} \left[\frac{R_1 (1 + j\omega\tau_1)}{R_1 (1 + j\omega\tau_1) + R_2 (1 + j\omega\tau_2)} - \frac{R_3 (1 + j\omega\tau_3)}{R_3 (1 + j\omega\tau_3) + R_4 (1 + j\omega\tau_4)} \right].$$

Так как при равновесии $R_1 \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3$, то после преобразований имеем:

$$U_{\text{вых. м}} = U_{\text{вх}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} j\omega [(\tau_1 + \tau_4) - (\tau_2 + \tau_3)].$$

Принимая во внимание, что

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{K_{\text{д-}} - 1}{K_{\text{д-}}} \text{ и } \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{1}{K_{\text{д-}}},$$

где $K_{\text{д-}}$ — коэффициент деления делителя на постоянном токе, получим

$$U_{\text{вых. м}} = U_{\text{вх}} \frac{K_{\text{д-}} - 1}{K_{\text{д-}}^2} j\omega [(\tau_1 + \tau_4) - (\tau_2 + \tau_3)].$$

При $K_{\text{д-}} \gg 1$ и $\frac{U_{\text{вх}}}{K_{\text{д-}}} = U_{\text{вых. д}}$ выходное напряжение моста будет

$$U_{\text{вых. м}} = U_{\text{вых. д}} j\omega [(\tau_1 + \tau_4) - (\tau_2 + \tau_3)],$$

где $U_{\text{вых. д}}$ — выходное напряжение делителя.

Минимальная разность постоянных времени $\Delta\tau_{\text{мин}}$, которая может быть измерена:

$$\Delta\tau_{\text{мин}} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{U_{\text{мин у}}}{U_{\text{вых. д}}}, \quad (5)$$

где $U_{\text{мин у}}$ — порог чувствительности нулевого указателя.

Можно сделать вывод, что чувствительность увеличивается с увеличением частоты и зависит от чувствительности нулевого указателя. В качестве последнего может быть использован электронно-лучевой указатель равновесия ЭЛУР-3. Порог чувствительности подобных нулевых указателей — не более 3 мкВ. Например при частоте 1000 гц и выходном напряжении делителя 1 в $\Delta\tau_{\text{мин}} = 5 \cdot 10^{-10}$ сек.

Для составления образцовых плеч моста и симметрирующей ветви можно рекомендовать магазины резисторов переменного тока типов МСПИР, Р517, Р58 и магазины конденсаторов типов МЕ-4, МЕРП.

Целесообразно для удобства уравнивания цепи моста плечо R_2, C_2 оставлять неизменным, а регулируемым иметь элементы плеча R_4, C_4 . Погрешность метода определяется тогда неточностью измерения постоянной времени неизменного образцового плеча, постоянных времени переменного образцового плеча, а также нестабильностью C_2 и R_2 и погрешностью магазина резисторов R_4 и магазина конденсаторов C_4 . Выражение погрешности $\Delta\tau_{\text{м}}$ определения разности постоянных времени данным методом имеет вид

$$\Delta\tau_{\text{м}} = 2\Delta\tau_{\text{обр}} + \tau_2 (\gamma_{R_2} + \gamma_{C_2}) + \tau_4 (\gamma_{R_4} + \gamma_{C_4}), \quad (6)$$

где $\Delta\tau_{\text{обр}}$ — погрешность определения постоянных времени образцовых плеч; γ_{R_2} и γ_{C_2} — относительные нестабильности сопротивления резистора R_2 и емкости конденсатора C_2 ; γ_{R_4} и γ_{C_4} — относительные погрешности магазина резисторов R_4 и магазина конденсаторов C_4 .

Например, при $\Delta\tau_{\text{обр}} = 10^{-9}$ сек, $\gamma_{R_2} \leq 0,001\%$, $\gamma_{C_2} \leq 0,01\%$, $\gamma_{R_4} = 0,05\%$ и $\gamma_{C_4} = 0,1\%$ для максимального значения $\tau_4 = 10^{-7}$ сек погрешность метода составит $\Delta\tau_{\text{м}} = 3 \cdot 10^{-9}$ сек.

Однако выполненная с такой точностью компенсация погрешности делителя не может сохраниться в течение продолжительного времени из-за нестабильности характеристик элементов его цепи — сопротивлений резисторов и емкостей, компенсирующих конденсаторов. Погрешность эквивалентной постоянной времени делителя $\tau_{зд} = \tau_1 - \tau_2$, вызванная нестабильностью указанных элементов, определяется как

$$\Delta\tau_{зд} = \tau_1 (\gamma_{R1} + \gamma_{C1}) + \tau_2 (\gamma_{R2} + \gamma_{C2}),$$

где γ_{R1} , γ_{R2} , γ_{C1} , γ_{C2} — относительные нестабильности соответствующих элементов.

Если $\gamma_{R1} = \gamma_{R2}$ лежат в пределах от 0,01 до 0,25% в зависимости от типа применяемых резисторов, и $\gamma_{C1} = \gamma_{C2} \leq 0,1\%$ и $\tau_1 = \tau_2 = 5 \cdot 10^{-7}$, погрешность от нестабильности будет $\Delta\tau_{зд} \leq 3,5 \cdot 10^{-8} \approx 4 \cdot 10^{-8}$ сек.

Максимальная разность постоянных времени $\max \Delta\tau_{зд}$ при наличии компенсации определяется, следовательно, погрешностью метода и погрешностью из-за нестабильности сопротивлений резисторов R_1 и R_2 и емкостей конденсаторов C_{M1} и C_{M2}

$$\max \Delta\tau_{зд} = \Delta r_m + \Delta\tau_{зд},$$

Предложенный метод был использован при создании делителя фазовой погрешности делителя напряжения, применяемого в устройстве для проверки электро-механических фазометров. Основные характеристики делителя с компенсирующими конденсаторами даны в табл. 1. Выходное напряжение делителя при каждом коэффициенте деления составляет 1 в (выходное сопротивление 51 ком). Компенсирующая емкость нижнего плеча делителя выбрана равной 1020 пф.

Таблица 1

Параметры делителя		
Входное напряжение $U_{вх}$, в	Сопротивление верхнего плеча делителя R_1 , ком	Компенсирующая емкость $C_{зд}$, пф
36	18	28
75	38	12,5
100	51	9,0
127	65	7,0
220	110	3,5
380	189	1,5
500	250	1,0

Основной задачей при создании делителя было обеспечить малую фазовую погрешность, погрешность на постоянном токе не нормировали. Поэтому представилось возможным изготовить делитель из непроволочных резисторов типов БЛП и УЛИ. В качестве компенсирующих применены слюдяные конденсаторы. В делителе использован переключатель «барабанного» типа, в котором барабан с припаянными к контактам ламелей резисторами поворачивается относительно неподвижных щеток. Благодаря этому в цепь включаются только два резистора в соответствии с требуемым коэффициентом деления.

Мостовая цепь для определения разности постоянных времени была составлена из магазинов резисторов типа МСПИР-1 и магазинов конденсаторов типа МЕ-4, нулевыми указателями служили электронно-лучевые указатели равновесия типа ЭЛУР-3.

Сопротивление R_2 резистора выбрано 5 ком и емкость конденсатора C_2 — 96 пф. Значения остальных параметров моста при определении $\tau_1 - \tau_2$ для раз-

личных коэффициентов деления и нескольких значений частоты приведены в табл. 2. Погрешность определения указанной разности составляла около $6 \cdot 10^{-9}$ сек.

Таблица 2

Номинальный коэффициент деления, K_d	Частота f , сз	Постоянная времени переменного плеча моста $\tau_1 \cdot 10^9$, сек	Разность постоянных времени плеч делителя $(\tau_1 - \tau_2) \cdot 10^9$, сек
36	1000	-520	-33
	2400	-519	-34
	8000	-519	-34
75	1000	-500	-53
	2400	-499	-54
	8000	-499	-54
100	1000	-473	-80
	2400	-473	-80
	8000	-472	-81
127	1000	-465	-88
	2400	-465	-88
	8000	-465	-88
220	1000	-399	-154
	2400	-399	-154
	8000	-397	-156
380	1000	-282	-271
	2400	-280	-273
	8000	-280	-273
500	1000	-267	-286
	2400	-269	-284
	8000	-270	-283

Примечание. Постоянная времени $\tau_2 = -553 \cdot 10^9$ сек и емкость компенсирующего конденсатора $C_{из} = 1020$ пф для всех значений коэффициентов деления и частот.

Как показывают приведенные данные, рассмотренный метод обладает достаточной точностью и может быть с успехом использован для компенсации фазовой и амплитудной погрешностей делителей напряжения, а также для их проверки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Методические указания № 161 по поверке магазинов затухания. Стандартгиз, 1959.
2. Галахова О. П. Разработка и исследование точных методов и образцовой аппаратуры для измерения коэффициента мощности. Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата техн. наук, 1965. Научно-техн. библ. ВНИИМ, инв. № 47131.

Поступила в редакцию
15/XI 1968 г.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Трансформаторные делители напряжения начинают находить широкое применение в различных электроизмерительных приборах и устройствах. В настоящее время их используют в мостах, термоэлектрических компараторах напряжения, в генераторах, схемах для проверки трансформаторов напряжения и тока, в устройствах для измерения неэлектрических величин (в частности, температуры) электрическими методами и даже в цифровых вольтметрах постоянного тока.

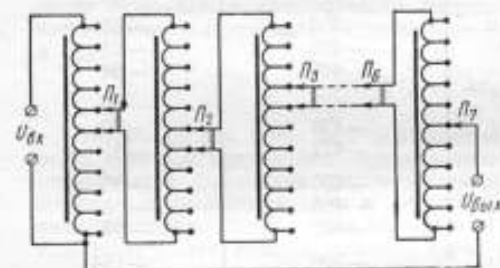


Рис. 1. Принципиальная схема многокаскадного трансформаторного делителя напряжения, построенного по десятичной системе.

$P_1 + P_7$ — переключатели.

Трансформаторные делители имеют точность и стабильность, на несколько порядков более высокую, чем резисторные и делители других типов. Это объясняется тем, что в трансформаторных делителях коэффициент деления не зависит от точности воспроизведения в стабильности электрических параметров (сопротивления, емкости, индуктивности, взаимной индуктивности), как в делителях других («параметрических») типов. Вследствие тесной индуктивной связи между витками коэффициент деления трансформаторных делителей равен отношению витков выходной части обмотки к входной, а число витков стабильно и при соответствующем способе намотки их можно намотать с высокой точностью. Тесной индуктивной связи в делителе достигают двумя основными способами: скручиванием проводов обмотки в общий жгут и применением тороидального сердечника с высокой магнитной проницаемостью.

Трансформаторные делители строят по десятичной системе, т. е. число секций делителя равно 10. С целью изменения коэффициента деления в широких пределах делители выполняют многокаскадными (рис. 1) из нескольких десятисекционных каскадов, соединенных параллельно [1].

За границей серийно выпускают трансформаторные делители, погрешность которых на частоте 1000 гц не более 0,0001—0,0005%.

Однако трансформаторные делители имеют высокую точность лишь в узком диапазоне частот (несколько сотен герц). С увеличением частоты погрешность их резко возрастает. Например, погрешность американского делителя ДТ-72А на частоте 1 кГц равна $(5 \cdot 10^{-6})/K_d\%$ ($K_d \leq 1$), а на частоте 10 кГц она возрастает до $0,005/K_d\%$, где K_d — коэффициент деления делителя.

Основной причиной частотных погрешностей трансформаторных делителей являются паразитные емкости, шунтирующие секции обмотки [2]. Эквивалентная схема делителя с паразитными емкостями C между секциями показана на рис. 2, где эти емкости при жгутовой намотке можно считать равными с достаточной для расчета степенью точности. График зависимости абсолютных погрешностей ΔK делителя от коэффициента деления K_d представлен на рис. 3. Из графика видно, что абсолютные погрешности максимальны при коэффициентах деления 0,2 и 0,8, а при коэффициенте деления 0,5 их нет, что объясняется равенством эквивалентных емкостей, нагружающих верхнюю и нижнюю части

обмотки*. Погрешности при других коэффициентах деления возникают в связи с тем, что секции делителя оказываются нагруженными неравными эквивалентными емкостями.

Для исключения погрешности делителя возможно включить параллельно его секциям такие компенсирующие конденсаторы, чтобы все секции оказались нагруженными одинаковыми емкостями.

Рассчитаем значения емкостей компенсирующих конденсаторов для делителя, состоящего из n секций, исходя из эквивалентной схемы, показанной на рис. 2.

Заменим источники э. д. с. e секций на эквивалентные источники тока (рис. 4). Тогда в этой эквивалентной схеме ток $I = e/z$ и проводимость $y = z^{-1}$. Найдем значения компенсирующих емкостей $C_{01} - C_{n-1, n}$, а, при которых коэффициенты

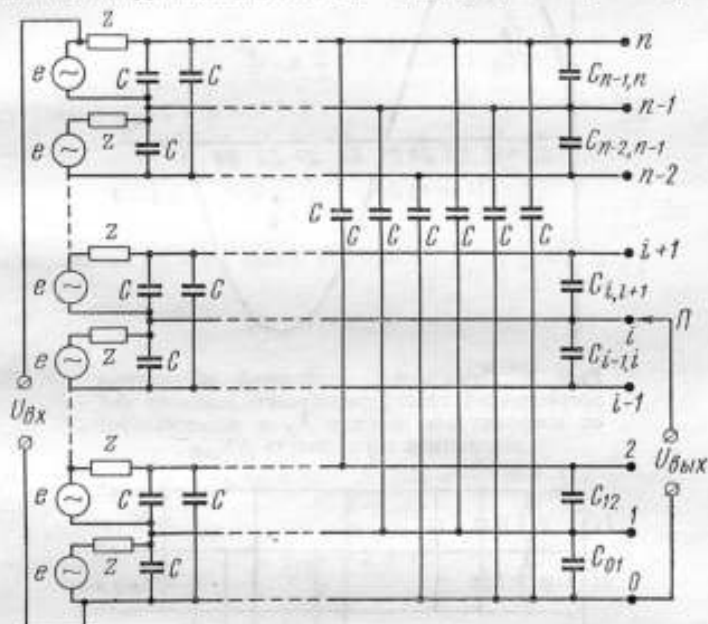


Рис. 2. Эквивалентная схема трансформаторного делителя напряжения.

e — э. д. с., индуцируемые в секциях; $z = r + j\omega L_s$; r — активное сопротивление провода секции; L_s — индуктивность рассеяния секции; C — паразитные емкости между секциями; $C_{01} + C_{n-1, n}$ — компенсирующие емкости.

деления не будут иметь погрешности. Очевидно, что при этом действительные значения коэффициентов деления будут равны их номинальным значениям.

Выбираем за опорный нижний узел 0 схемы. Для i -го узла уравнение имеет вид

$$(2y + \omega C_{i-1, i} + \omega C_{i, i+1} + n\omega C) \frac{i}{n} - (y + \omega C + \omega C_{i-1, i}) \frac{i-1}{n} - (y + \omega C + \omega C_{i, i+1}) \frac{i+1}{n} - \omega C \left(\sum_{k=1}^{i-2} \frac{k}{n} + \sum_{k=i+2}^n \frac{k}{n} \right) = 0, \quad (1)$$

* Практически погрешность делителя при коэффициенте деления 0,5 не равна нулю, так как паразитные емкости C не равны друг другу, а также отличаются между собой индуктивностью рассеяния и активные сопротивления секций.

где ω — круговая частота.

При $i - 2 < 1$ слагаемое $\sum_{k=1}^{k=i-2} \frac{k}{n} = 0$. Величины $(i-1)/n$, i/n , $(i+1)/n$ равны номинальным значениям коэффициентов деления делителя.

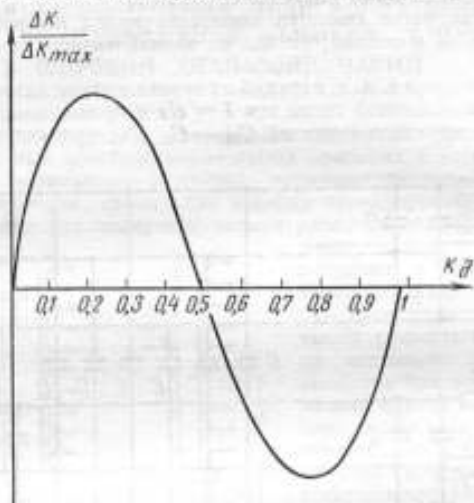


Рис. 3. Зависимость отношений абсолютных погрешностей трансформаторного делителя ΔK от коэффициента деления K_D к максимальной абсолютной погрешности ΔK_{\max} .

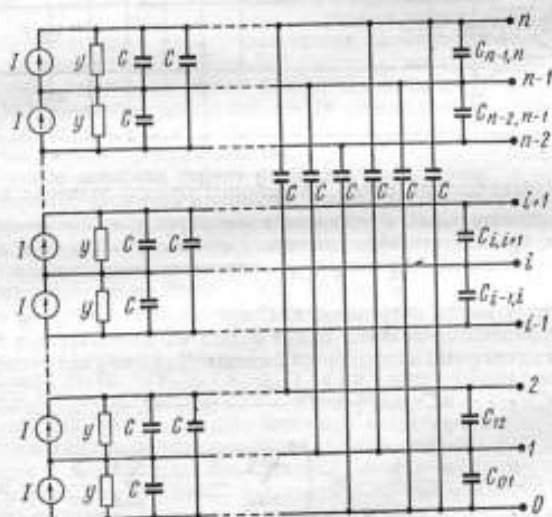


Рис. 4. Эквивалентная схема трансформаторного делителя напряжения с эквивалентными источниками тока и проводимостями между узлами.

После преобразований выражения (1) получим

$$C_{i-1, i} - C_{i, i+1} = (n+1) \left(\frac{n}{2} - i \right) C. \quad (2)$$

Число секций делителя может быть четным и нечетным. Рассмотрим эти два случая.

Первый случай: число секций n — четное.

Из выражения (2) получим, что компенсирующие емкости между узлами i и $i-1$ равны

$$C_{i-1, i} = C_{\frac{n}{2}-1, \frac{n}{2}} + C(n+1) \sum_{k=1}^{k=\frac{n}{2}-i} k, \quad (3)$$

и между узлами $n-i$ и $n-i+1$

$$C_{n-i, n-i+1} = C_{\frac{n}{2}, \frac{n}{2}+1} + C(n+1) \sum_{k=1}^{k=\frac{n}{2}-i} k, \quad (4)$$

Из выражений (3) и (4) видно, что при $C_{\frac{n}{2}-1, \frac{n}{2}} = C_{\frac{n}{2}, \frac{n}{2}+1}$

$$C_{i-1, i} = C_{n-i, n-i+1}. \quad (5)$$

Если $C_{\frac{n}{2}-1, \frac{n}{2}} = C_{\frac{n}{2}, \frac{n}{2}+1} = 0$, то из выражений (3) и (5) следует, что

$$C_{i-1, i} = C_{n-i, n-i+1} = C(n+1) \sum_{k=1}^{k=\frac{n}{2}-i} k = \frac{1}{2} (n+1) \left(\frac{n}{2} - i \right) \times \\ \times \left(\frac{n}{2} - i + 1 \right) C. \quad (6)$$

Рассчитаем значения компенсирующих емкостей для делителя, состоящего из десяти секций. В нем нет компенсирующих емкостей между узлами 4 и 5, а также 5 и 6. Компенсирующие емкости, рассчитанные из выражения (6), равны: $C_{01} = C_{9, 10} = 220C$, $C_{12} = C_{8, 9} = 66C$, $C_{23} = C_{7, 8} = 33C$, $C_{34} = C_{6, 7} = 11C$.

Второй случай: число секций n — нечетное.

В этом случае компенсирующей емкости между узлами $\frac{n-1}{2}$ и $\frac{n-1}{2} + 1$ не будет. Из выражения (2) после преобразований получим, что компенсирующие емкости между другими узлами равны

$$C_{i-1, i} = C_{n-i, n-i+1} = \frac{1}{2} C(n+1) \sum_{k=0}^{k=\frac{n-1}{2}-i} (2k+1). \quad (7)$$

Для делителя, состоящего, например, из семи секций, компенсирующие емкости равны: $C_{01} = C_{6, 7} = 36C$, $C_{12} = C_{5, 6} = 16C$, $C_{23} = C_{4, 5} = 4C$.

Поскольку расчетные значения компенсирующих конденсаторов, как правило, отличаются от их номинальных значений, а также не равны паразитные емкости между секциями и остаточные параметры секций (активное сопротивление r , индуктивность рассеяния L_s), то параллельно компенсирующим емко-

стям $C_{01} - C_{n-1}$, n включают переменные конденсаторы, изменением значения которых можно добиться более полной компенсации частотной погрешности делителя.

Отметим, что этот метод позволяет одновременно скомпенсировать амплитудную и фазовую погрешности делителя и создать трансформаторные делители напряжения высокой точности (с погрешностями 10^{-4} — $10^{-6}\%$) в диапазоне частот от 20 гц до 20—100 кГц. Вследствие трудности точно подобрать компенсирующие емкости, нестабильности паразитных емкостей и остаточных параметров секций делителя создать делители высокой точности в более широком диапазоне частот затруднительно.

Дальнейшее расширение частотного диапазона трансформаторных делителей может быть достигнуто при построении их по двучной системе. Как указывалось выше, при коэффициенте деления 0,5 трансформаторный делитель частотной погрешности не имеет или она минимальна. Поэтому, если все каскады делителя

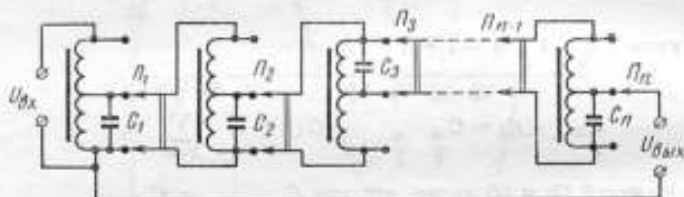


Рис. 5. Принципиальная схема трансформаторного делителя, построенного по двучной системе.

$P_1 - P_n$ — переключатели.

выполнить не десяти-, а двухсекционными, то его частотная погрешность будет весьма малой в широком диапазоне частот. Принципиальная схема делителя, построенного по двучной системе, показана на рис. 5. Каскады соединены в ней параллельно, каждый последующий каскад шунтирует одну секцию предыдущего, при изменении коэффициента деления оба движка каждого переключателя переключаются одновременно. Число каскадов n делителя рассчитываем по формуле

$$n = \frac{\lg K_{\min}}{\lg 0,5}, \quad (8)$$

где K_{\min} — минимальный коэффициент деления делителя.

При $K_{\min} = 10^{-7}$ число каскадов $n = 24$, при $K_{\min} = 10^{-8}$ их будет 27.

Коэффициент деления делителя может иметь значение $0,5^p$, где p — любое целое положительное число натурального ряда от нуля до n . Значение коэффициента деления делителя находим как алгебраическую сумму показаний отдельных каскадов, причем показание одного каскада равно $(0+1) \cdot 0,5^m$, где m — номер каскада (первым считается входной каскад).

Каскады двучного делителя должны быть намотаны на ферритовых сердечниках с высокой магнитной проницаемостью и имеют бифилярную обмотку, состоящую из двух тесно скрученных проводов. В каскадах делителя параллельно секциям включают подстроечные конденсаторы $C_1 - C_n$, регулируя которые можно скомпенсировать частотные погрешности каскадов вследствие невольной идентичности секций.

Хотя отсчет коэффициента деления в двучных трансформаторных усилителях менее удобен, чем в делителях, построенных по десятичной системе, однако двучные трансформаторные делители можно выполнить с погрешностью не более 10^{-4} — $10^{-6}\%$ в диапазоне частот от 20 гц до 1—10 Мгц, что является их существенным преимуществом.

Такие трансформаторные делители можно выполнить автономноповеряемыми, т. е. поверяемыми без применения каких-либо образцовых средств измерений путем взаимного сличения каскадов между собой по мостовой схеме

(рис. 6). В первую ветвь моста при этом включают каскад, погрешность которого требуется определить, и шунтирующий его каскад, а в противоположную ветвь — остальные каскады делителя, соединенные, как показано на рис. 4. Уравновешивают мост, изменяя коэффициент деления делителя, составляющего вторую ветвь моста, и параметры фазовращательной RC -цепочки. Погрешность

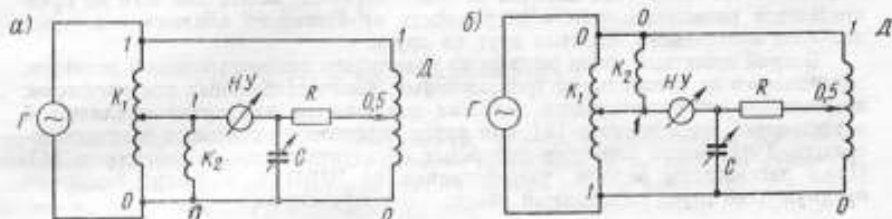


Рис. 6. Принципиальная схема сличения каскадов делителя между собой: а — при прямом, б — при обратном положении концов поверяемого каскада.

K_1 и K_2 — поверяемый и шунтирующий каскады; D — делитель, составленный из остальных каскадов делителя; G — генератор; R — сопротивление; C — емкость; NU — нулевой индикатор.

поверяемого каскада определяют в результате двух измерений: при прямом (а) и обратном (б) положениях концов поверяемого каскада. Погрешность любого коэффициента деления рассматриваемого делителя нетрудно рассчитать, зная погрешности всех каскадов.

Предлагаемые методы исключения частотной погрешности трансформаторных делителей напряжения позволяют создать трансформаторные делители высокой точности в широком диапазоне частот — от 20 гц до 1—10 Мгц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hill J. J., Miller A. P. A seven decade adjustable ratio inductively coupled voltage divider with 0,1 part per million accuracy. «The Proceedings of the IEE», v. 109, part B, № 44, March 1962, p. 49—54.
2. Zarf T. L., Chinburg C. H., Wolf H. K. Inductive voltage dividers with calculable relative corrections. «Transactions of the IEEE on Instrumentation and Measurements», v. 1M—12, № 2, September 1963.

Поступила в редакцию
29/V 1968 г.

УДК 621.316.722.4.089.6 : 621.314

В. М. БАЙКОВ, Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКАЯ
ВНИИМ

МЕТОДЫ АТТЕСТАЦИИ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ

Трансформаторные делители напряжения находят все большее применение в измерительной технике, однако методы и образцовая аппаратура для их проверки еще находятся в стадии разработки. Описанные в литературе методы определения коэффициента деления точных делителей (имеющих относительную погрешность порядка 10^{-6} — $10^{-8}\%$) сводится к двум, основанным на применении вспомогательных делителей. Первый метод основан на поочередном сличении

нии одинаковых секций поверяемого делителя, осуществляемом с помощью вспомогательного трансформатора, имеющего коэффициент трансформации, номинально равный коэффициенту деления поверяемого каскада делителя [1, 2]. Метод дает возможность поверки только отдельных каскадов, обычно осуществляющих деление с коэффициентом 1:10. Комплексная же поверка многокаскадного делителя этим методом не обеспечивается, вследствие чего не представляется возможным учесть погрешность от взаимного влияния отдельных каскадов поверяемого делителя друг на друга.

Второй известный метод основан на применении вспомогательного делителя, построенного из специальных трехзажимных, высокостабильных конденсаторов; погрешность вспомогательного делителя исключается или путем циклической перестановки его элементов [3], или путем определения поправки делителя посредством взаимного сличения отдельных образующих его конденсаторов [4]. Ниже рассмотрены методы, разработанные во ВНИИМ, имеющие некоторое преимущество перед описанными ранее.

Метод аттестации трансформаторных делителей с помощью стабильных мер сопротивления

Предлагаемый метод подобен описанному в работе [3], однако вспомогательный делитель построен не на конденсаторах, а на стабильных мерах сопротивления. Преимуществом метода является более высокая чувствительность, большая стабильность и более простое уравнивание по фазе. Меры сопротивления необходимой стабильности могут быть отобраны из выпускаемых отечественной промышленностью.

Следует отметить, что преимуществом конденсаторов является больший частотный диапазон работы и меньшая зависимость от напряжения. Однако при частотах не более 1—2 кГц и напряжениях не более 50 в катушки сопротивления оказываются более предпочтительными, чем конденсаторы.

Принципиальная схема предлагаемого метода показана на рис. 1. Схема представляет четырехплечий уравновешенный мост переменного тока, два плеча которого образованы поверяемым делителем D , а два других состав-

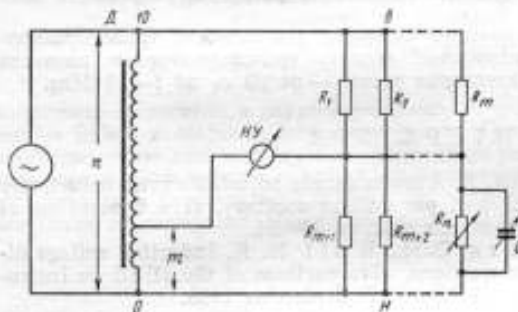


Рис. 1. Принципиальная схема аттестации трансформаторного делителя при помощи катушек сопротивления.

лены из катушек сопротивления R_1 — R_n с одинаковыми номинальными значениями. В каждом из плеч катушки соединены параллельно, т. е. эти плечи представляют собой плечи проводимостей, вследствие чего исключается влияние паразитных емкостей схемы на результат поверки. Одно из сопротивлений (R_n) — переменное. По амплитуде мост уравнивается при помощи этого сопротивления, а по фазе — переменным конденсатором, включенным параллельно сопротивлению R_n .

Погрешности катушек исключают методом их циклической перестановки из одного плеча моста в другое. Для аттестации коэффициента деления с номинальным значением m/n необходимо провести n уравниваний моста (n измерений); каждое измерение отличается от предыдущего тем, что одна из катушек, находящаяся в верхнем плече моста, переходит в нижнее плечо, а на ее место переходит катушка, находившаяся при предыдущем измерении в нижнем плече. Для исключения погрешностей всех катушек каждая из них должна находиться в верхнем плече в течение m измерений и в нижнем — в течение $n - m$ измерений.

Обычно трансформаторные делители выполняют по десятичной системе, т. е. их коэффициент деления изменяется от 0,1 до 1, поэтому для проверки надо сделать не более 10 измерений.

Для удобства теоретического анализа представим катушки сопротивления $R_1 - R_n$ в виде проводимостей:

$$y_1 = y(1 + \gamma_1), \dots, y_m = y(1 + \gamma_m), \quad (1)$$

$$y_n = y \left[(1 + \gamma_n) + \left(\frac{\Delta y_i}{y} + \Delta \gamma_i \right) \right],$$

где y — номинальное значение проводимости; $\gamma_1 - \gamma_n$ — погрешности соответствующих проводимостей; $\Delta y_i/y$ — изменение проводимости y_n при i -м измерении относительно значения, которое оно имело при первом измерении; $\Delta \gamma_i$ — изменение погрешности проводимости y_n при i -м измерении относительно ее значения при первом измерении вследствие изменения проводимости y_n на Δy_i .

Выразим эти величины через параметры и погрешности катушек сопротивления:

$$y = \frac{1}{R},$$

где R — номинальное значение катушки;

$$\gamma_1 = -\frac{\Delta R_1}{R} - j\omega\tau_1, \quad \gamma_m = -\frac{\Delta R_m}{R} - j\omega\tau_m, \quad \gamma_n = -\frac{\Delta R_n}{R} - j\omega\tau_n, \quad (2)$$

где $\Delta R_1/R$, $\Delta R_m/R$, $\Delta R_n/R$ — погрешности катушек, вызванные отклонениями их сопротивлений от номинальных значений; τ_1 , τ_m , τ_n — постоянные времени соответствующих катушек;

$$\frac{\Delta y_i}{y} = -\frac{\Delta R_i}{R} + j\omega R \Delta C_i, \quad (3)$$

где $\Delta R_i = R_i - R_1$ — изменение сопротивления R_n при i -м измерении относительно значения R_1 , которое оно имело при первом измерении; $\Delta C_i = C_i - C_1$ — изменение емкости конденсатора C при i -м измерении относительно его значения C_1 при первом измерении.

Коэффициент деления проверяемого трансформаторного делителя равен

$$K_d = K_n (1 - \gamma_d), \quad (4)$$

где $K_n = m/n$ — номинальное значение коэффициента деления; γ_d — погрешность делителя, которую требуется определить при проверке.

В комплексном виде погрешность делителя равна

$$\gamma_d = \gamma_a + j\gamma_\phi,$$

где γ_a , γ_ϕ — соответственно амплитудная и фазовая погрешности делителя.

При первом измерении (рис. 1) имеем

$$K_d = \frac{m}{n} (1 - \gamma_d) = \frac{\sum_{k=1}^{k=m} y_k}{\sum_{k=1}^{k=n} y_k} = \frac{m}{n} \cdot \frac{1 + \frac{1}{m} \sum_{k=1}^{k=m} \gamma_k}{1 + \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{k=n} \gamma_k}. \quad (5)$$

При m -ом измерении, когда переменная проводимость находится еще в нижнем плече, получим

$$K_x = \frac{m}{n} (1 - \gamma_d) = \frac{m}{n} \cdot \frac{1 + \frac{1}{m} \sum_{k=m}^{k=2m-1} \gamma_k}{1 + \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{k=n} \gamma_k + \frac{1}{n} \cdot \frac{\Delta y_m}{y} + \frac{\Delta \gamma_m}{n}} \quad (6)$$

При n -м измерении

$$K_d = \frac{m}{n} (1 - \gamma_x) = \frac{m}{n} \cdot \frac{1 + \frac{1}{m} \sum_{k=n-(m-1)}^{k=n} \gamma_k + \frac{1}{m} \cdot \frac{\Delta y_n}{y} + \frac{\Delta \gamma_n}{m}}{1 + \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{k=n} \gamma_k + \frac{1}{n} \cdot \frac{\Delta y_n}{y} + \frac{\Delta \gamma_n}{n}} \quad (7)$$

Преобразуем выражение (5):

$$\frac{1}{m} \sum_{k=1}^{k=m} \gamma_k = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{k=n} \gamma_k - \gamma_x - \gamma_d \cdot \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{k=n} \gamma_k \quad (8)$$

Преобразуя аналогично выражения (6)–(7) и затем, складывая левые и правые части полученных выражений, после новых преобразований и пренебрегая величинами высших порядков малости, получим

$$\gamma_x = \frac{1}{n} \left[\frac{1}{n} \sum_{k=2}^{k=m} \frac{\Delta y_k}{y} - \left(\frac{1}{m} - \frac{1}{n} \right) \sum_{k=m+1}^{k=n} \frac{\Delta y_k}{y} \right] + \gamma_m \quad (9)$$

где $\gamma_m = \frac{1}{n} \left[\frac{1}{n} \sum_{k=2}^{k=m} \frac{\Delta y_k}{y} - \left(\frac{1}{m} - \frac{1}{n} \right) \sum_{k=m+1}^{k=n} \frac{\Delta y_k}{y} \right]$ — погрешность метода

поверки, вызванная изменениями погрешности переменной проводимости y_n .

Подставляя выражение (3) в (9), при $\gamma_m < \gamma_d$ получим

$$\gamma_x = \frac{1}{n} \left[-\frac{1}{n} \sum_{k=2}^{k=m} \frac{\Delta R_k}{R} + \left(\frac{1}{m} - \frac{1}{n} \right) \sum_{k=m+1}^{k=n} \frac{\Delta R_k}{R} \right] \quad (10)$$

и

$$\gamma_\phi = \frac{1}{n} \left[\frac{1}{n} \omega \sum_{k=2}^{k=m} R \Delta C_k - \left(\frac{1}{m} - \frac{1}{n} \right) \sum_{k=m+1}^{k=n} R \Delta C_k \right] \quad (11)$$

Из выражений (10) и (11) видно, что погрешности поверяемого делителя определяются как разность соответствующих показаний переменного сопротивления R_d и переменного конденсатора C и не зависят от погрешностей катушек и их постоянных времени при условии, что они не изменяются в течение проверки.

Из формулы (9) видно, что вследствие изменения показаний переменных сопротивлений и конденсатора изменяются их погрешности и появляется по-

грешность поверки γ_m . Изменения этих погрешностей будут тем меньше, чем в меньших пределах меняются сопротивление и конденсатор, а эти пределы, в основном, определяются отклонениями катушек и их постоянных времени друг от друга. Поэтому для уменьшения погрешности γ_m катушки подгоняют друг к другу по сопротивлениям и постоянным времени так, чтобы $\gamma_m \ll \gamma_d$.

При перестановке катушек из одного плеча в другое они оказываются при различных напряжениях (кроме случая поверки коэффициента деления 0,5), вследствие чего их значения могут изменяться от нагрева. Очевидно, что с увеличением напряжения, при котором поверяют делитель, эта погрешность увеличивается. При одинаковом напряжении указанная погрешность при поверке коэффициентов 0,9; 0,8 и т. д. меньше, чем при поверке коэффициентов 0,1; 0,2 и т. д. Поэтому с целью повышения точности поверки при большом входном напряжении методика поверки коэффициентов 0,1+0,4 несколько изменяется. Например, коэффициент 0,1 поверяют следующим образом. Вначале определяют погрешность трансформаторного делителя при коэффициенте 0,9 описанным выше методом. Затем, не изменяя порядка расположения катушек в плечах, меняют местами концы резисторного делителя в и н (рис. 1), одновременно переключая нулевой индикатор *НУ* к выходу 0,1 трансформаторного делителя, и уравнивают мост. Нетрудно показать, что

$$0,9 \frac{\Delta R'}{R} = \gamma_{\text{нл}} + 9\gamma_{\text{лн}}; \quad (12)$$

$$-0,9 \frac{\Delta C'}{C} = \gamma_{\text{нл}} + 9\gamma_{\text{фо}}. \quad (13)$$

где $\Delta R'$, $\Delta C'$ — изменения значений переменных сопротивления и конденсатора при перемене местами концов резисторного делителя.

Из выражений (12) и (13) определяют погрешности делителя при коэффициенте 0,1. Аналогично поверяют другие коэффициенты делителя.

Для аттестации коэффициентов деления, значительно меньших 0,1, метод перестановки в описанном виде неприменим, поскольку требует очень большого количества катушек и такого же количества измерений. Обычно достаточно аттестовать делитель в этом случае при коэффициентах с номинальными значениями $\frac{n}{100+n}$, $\frac{n}{1000+n}$ и т. д., где $n = 1+10$.

Процесс аттестации, например коэффициента 1/101, следующий. Берут 11 катушек по 10 ком и одну катушку 100 ом, затем:

1. Определяют погрешность коэффициента 1/11 поверяемого делителя методом перестановки 11 катушек по 10 ком.

2. Принимают одну из катушек 10 ком за опорную, сравнивают с ней другие 9 катушек при помощи коэффициента 0,5 трансформаторного делителя, и в результате определяют разности погрешностей катушек

$$\Delta \gamma_i = \gamma_i - \gamma_0,$$

где γ_0 — погрешность опорной катушки, γ_i — погрешность *i*-й катушки.

3. Соединяют эти 10 катушек сопротивления параллельно; тогда их суммарная погрешность γ_n будет

$$\gamma_n = \gamma_0 + \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{i=9} \Delta \gamma_i. \quad (14)$$

Катушки, соединенные параллельно, сравнивают с катушкой 100 ом при помощи поверенного ранее коэффициента 1/11 и определяют разность погрешностей

$$\Delta \gamma_r = \gamma_n - \gamma_r, \quad (15)$$

где γ_r — погрешность катушки 100 ом.

Отсюда

$$\gamma_r = \gamma_0 + \frac{1}{10} \sum_{i=1}^{i=9} \Delta \gamma_i - \Delta \gamma_r. \quad (16)$$

4. Катушку 10 кОм, принятую за опорную, соединяют последовательно с катушкой 100 Ом; получают образцовый делитель с номинальным значением 1/101, погрешность которого γ_x точно известна из предыдущих измерений:

$$\gamma_d + \gamma_0 - \gamma_r = \Delta\gamma_r - \frac{1}{9} \sum_{i=1}^{i=9} \Delta\gamma_i. \quad (17)$$

Аналогично поверяют другие коэффициенты с малыми номинальными значениями.

Данный метод может быть использован для аттестации трансформаторных делителей в звуковом диапазоне частот при напряжениях до 50—100 в.

Метод аттестации при помощи трансформаторного делителя, построенного по двоичному коду

Существующие методы аттестации, в том числе и описанный выше метод, не позволяют аттестовать любой коэффициент деления трансформаторного делителя, что в ряде случаев необходимо. Такая аттестация может быть выполнена при помощи специального трансформаторного делителя, построенного по двоичному коду.

Схема «двоичного» делителя показана на рис. 2. Делитель состоит из двухсекционных каскадов, соединенных параллельно, коэффициент деления каждого из которых может быть равен 0 или $(0,5)^p$, где p — номер каскада (первым счи-

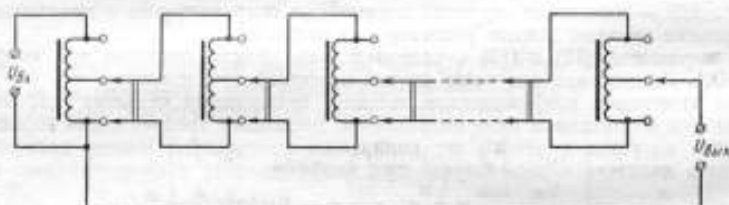


Рис. 2. Принципиальная схема трансформаторного делителя, построенного по двоичному коду.

тается каскад, стоящий на входе делителя). Коэффициент деления делителя находят как сумму показаний отдельных каскадов. Благодаря тому, что все каскады выполнены двухсекционными, их погрешности при поверке могут быть определены или исключены весьма просто методом перестановки секций. В делителях, построенных по любой другой системе, в том числе по наиболее распространенной десятичной системе, это не может быть сделано вследствие влияния паразитных утечек между секциями на результат поверки.

Поверяют делитель по мостовой схеме. Два плеча моста образуют поверяемый делитель Tr_x , а два других — «двоичный» делитель. На рис. 3 в качестве примера показан процесс аттестации коэффициента 0,125 трансформаторного делителя Tr_x . При этом приведены только три первых каскада двоичного делителя, поскольку в процессе поверки рассматриваемого коэффициента остальные каскады не участвуют. По амплитуде мост уравнивают при помощи низших декад поверяемого делителя Tr_x , а по фазе — при помощи RC-цепочки. При изменении показаний низших декад погрешность установленного коэффициента деления делителя Tr_x не меняется. Для аттестации коэффициента 0,125 необходимо исключить погрешности трех первых каскадов двоичного делителя, для чего каждый из трех каскадов измеряют при прямом и обратном положении

* Мост может быть уравновешен и при помощи низших каскадов двоичного делителя, однако это менее удобно для работы.

концов (рис. 3, а—е), т. е. проводят 6 измерений. В результате первых двух измерений определяют погрешности первого каскада. Первое измерение (а) производят при прямом положении первого каскада; второе (б) — при обратном, при этом для определения погрешности первого каскада с учетом шунтирования

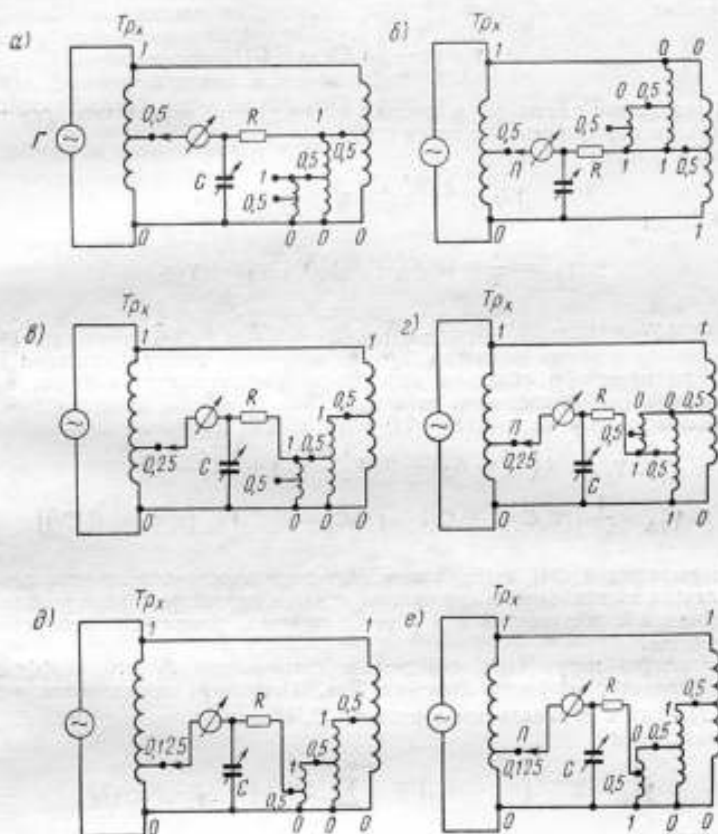


Рис. 3. Принципиальные схемы аттестации коэффициента деления 0,125 при помощи двойного трансформаторного делителя.

его вторым каскадом последний при обоих измерениях оставляют включенным параллельно одной и той же секции первого каскада. Погрешности первого каскада двойного делителя равны:

амплитудная

$$\gamma_{a1} = K_1' - K, \quad (18)$$

фазовая

$$\gamma_{\phi 1} = \frac{1}{\omega} (R_1' C_1' - R_1 C_1). \quad (19)$$

Третье (в) и четвертое (г) измерения производят соответственно при прямом и обратном положениях концов второго каскада. В результате этих измерений

определяют погрешности второго каскада (с учетом его шунтирования третьим каскадом), которые равны:

амплитудная

$$\gamma_{a2} = 2(K'_2 - K_2), \quad (20)$$

фазовая

$$\gamma_{\phi 2} = \frac{1}{\omega} (R'_2 C'_2 - R_2 C_2). \quad (21)$$

В результате пятого (д) и шестого (е) измерений определяют погрешности поверяемого коэффициента деления 0,125:

амплитудную:

$$\gamma_{aд} = 4(K'_3 + K_3) + \gamma_{a1} + \gamma_{a2}, \quad (22)$$

фазовую:

$$\gamma_{\phi д} = \frac{1}{2} \omega (R'_3 C'_3 + R_3 C_3) + \gamma_{\phi 1} + \gamma_{\phi 2}. \quad (23)$$

В формулах (18)–(23): $K_1 + K_3$, $K'_1 + K'_3$, $R_1 + R_3$, $R'_1 + R'_3$, $C_1 + C_3$, $C'_1 + C'_3$ — показания поверяемого делителя Tr_x и параметры фазовращательной RC-цепочки при прямом и обратном положениях соответственно первого, второго и третьего каскадов двоичного делителя.

Подставляя выражения (18)–(21) в (22) и (23), получим

$$\gamma_{aд} = 4(K'_3 + K_3) + 2(K'_2 - K_2) + (K'_1 - K_1); \quad (24)$$

$$\gamma_{\phi д} = \frac{1}{\omega} [(R'_3 C'_3 + R_3 C_3) + (R'_2 C'_2 - R_2 C_2) + (R'_1 C'_1 - R_1 C_1)]. \quad (25)$$

Из выражений (24) и (25) видно, что погрешность поверяемого делителя определяется по показаниям его низших декад и параметрам фазовращательной RC-цепочки и с достаточной для расчета степенью точности не зависит от их погрешностей.

Аналогично могут быть определены погрешности любого коэффициента деления трансформаторного делителя Tr_n . Например, погрешности коэффициента деления с номинальным значением $(0,5)^n$ равны:

амплитудная

$$\gamma_{a n} = 2^{n-1} (K'_n + K_n) + \sum_{i=1}^{i=n-1} 2^{i-2} (K'_{i-1} - K_{i-1}), \quad (26)$$

фазовая

$$\gamma_{\phi n} = \frac{1}{2} \omega \left[(R'_n C'_n + R_n C_n) + \sum_{i=1}^{i=n-1} (R'_i C'_i - R_i C_i) \right], \quad (27)$$

где K_n , K'_n , K_{i-1} , K'_{i-1} , R_n , C_n , R'_i , C'_i , R_i , C_i , R'_i , C'_i — показания регулируемого трансформаторного делителя и параметры RC-цепочки при прямом и обратном положениях концов соответствующих каскадов двоичного делителя.

При $n = 1$ вторые слагаемые в выражениях (26) и (27) равны нулю, при $n = 2$ второе слагаемое в выражении (26) равно $(K'_1 - K_1)$.

Данный метод:

1) позволяет поверить любой коэффициент деления трансформаторного делителя;

2) не зависит от напряжения, при котором производят поверку, поскольку напряжения на секциях каскадов не изменяются при их перестановке, и может быть использован для поверки делителей в широком диапазоне напряжений (до 1000 в и выше);

3) имеет высокую чувствительность, так как нулевой индикатор может быть выполнен с низким входным сопротивлением (десятки ом и ниже);

4) может быть использован для поверки делителей в широком диапазоне частот (до 100 кГц и выше), поскольку делитель, выполненный по двоичному коду, имеет малую частотную погрешность.

Недостатком метода, по сравнению с другими, является большое количество измерений при поверке коэффициентов, не равных (0,5)ⁿ, что удлиняет процесс поверки. Однако увеличение времени поверки не влияет на точность аттестации, так как трансформаторные делители обладают высокой стабильностью.

Предлагаемый метод может быть применен для поверки наиболее точных делителей напряжения (с погрешностью до 10^{-5} — 10^{-6} %), работающих в широком диапазоне напряжений и частот.

Выводы

Метод аттестации при помощи катушек сопротивления позволяет поверять делители в звуковом диапазоне частот с погрешностью 10^{-4} — 10^{-5} %.

Метод аттестации при помощи вспомогательного трансформаторного делителя, построенного по двоичному методу, имеет большую точность и более широкий частотный диапазон работы (аттестация может быть выполнена с погрешностью не более 10^{-5} — 10^{-6} % в звуковом и ультразвуковом диапазонах частот), однако он более сложен и требует более длительного времени для процесса поверки. Этот метод может быть применен для аттестации наиболее точных делителей напряжения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hill J. J. and Deason T. A. Theory, design and measurement of inductive voltage dividers. «Proceedings of the IEE», v. 115, № 5, May, 1968.
2. Hall H. An exercise in voltage division. «Experimenters», v. 42, № 5, May, 1968.
3. Cutkosky R. D. and Shields J. Q. The precision measurement of transformer ratios. «IRE Transactions on Instrumentation», I—9, 1960.
4. Sze W. Electrical Calibration Service extended inductive voltage dividers calibrated up to 10 kHz. «Technical News of NBS», v. 49, N. 1, January, 1965.

Поступила в редакцию
20/XI 1968 г.

УДК 621.316.722.4 : 621.314

В. М. БАЙКОВ
ВНИИМ

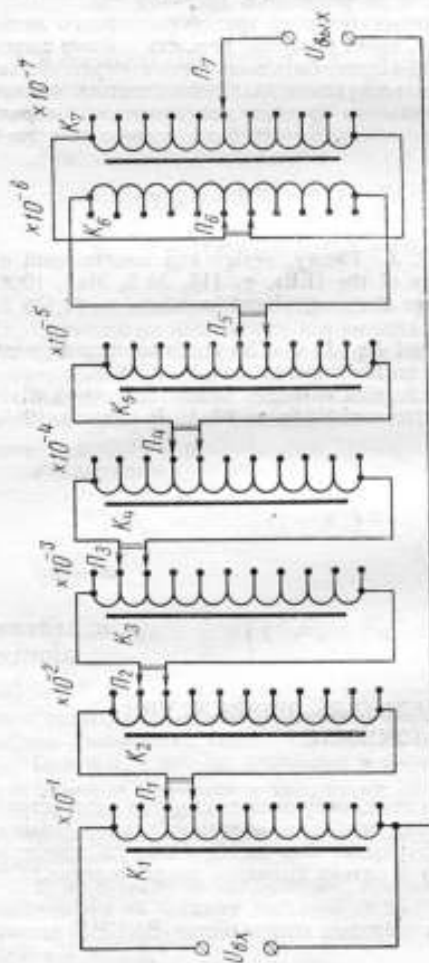
ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ*

Трансформаторные делители напряжения, получившие широкое распространение в различных электроизмерительных приборах, обладают существенными преимуществами по сравнению с резисторными. Они имеют большую точность и стабильность (на 2—3 порядка выше) и низкое выходное сопротивление.

* Работа доложена на конференции молодых специалистов ВНИИМ имени Д. И. Менделеева в 1968 г.

Рис. 1. Принципиальная схема трансформаторного делителя ДНИИ-2М.

$K_1 - K_7$ — каскады делителей, $\Pi_1 - \Pi_7$ — переключатели.



Во ВНИИМ разработан трансформаторный делитель высокой точности типа ДНИИ-2М (рис. 1) с коэффициентом деления, изменяющимся в широких пределах (от 1 до 10^{-7}) с малой дискретностью ($1 \cdot 10^{-7}$), рабочая частота делителя 1 кГц.

Делитель состоит из семи каскадов, выполненных в виде десяти секционированных автотрансформаторов, намотанных на шести торoidalных магнитных сердечниках. Сердечники навиты из пермаллоевой ленты марки 79НМ, толщиной 0,1 мм, из них пять — на отдельных сердечниках, а 6-й и 7-й — на общем. Провода обмотки каскадов скручены между собой для получения тесной индуктивной связи между витками.

Анализ погрешностей трансформаторного делителя

Точность делителя зависит как от погрешностей отдельных каскадов, так и от погрешностей, возникающих при соединении каскадов друг с другом.

Погрешности отдельного каскада делителя

Коэффициент деления каскада равен

$$K = \frac{\omega_{\text{вых}}}{\omega_{\text{вх}}} (1 - \gamma_a - j\gamma_\phi),$$

где $\omega_{\text{вых}}$ и $\omega_{\text{вх}}$ — число витков выходной части и всей обмотки каскада соответственно; γ_a и γ_ϕ — амплитудная и фазовая погрешности коэффициента деления соответственно.

Основные погрешности каждого каскада возникают: 1) от неравенства индуктивностей рассеяния отдельных секций, 2) от потерь в сердечнике и неравенства активных сопротивлений проводов секций, 3) от паразитных емкостей между секциями.

Эквивалентная схема каскада, состоящего из n одинаковых секций, без учета влияния паразитных емкостей между секциями приведена на рис. 2. Погрешности делителя возникают вследствие неравенства однородных параметров секций

между собой. На схеме индуктивности L секций равны между собой, так как они определяются магнитным потоком, замыкающимся внутри сердечника и пронизывающим одинаково все секции. При равенстве всех однородных параметров секций очевидно, что каскад не имел бы погрешности. Пользуясь эквивалентной схемой, нетрудно определить первые две погрешности.

Амплитудная погрешность γ_{sa} от неравенства индуктивностей рассеяния секций равна [1]

$$\gamma_{sa} = \frac{1}{\mu_{от}} \cdot \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta L_{si}}{L} \quad (1)$$

и фазовая

$$\gamma_{sf} = \frac{1}{\mu_{от}} \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta L_{si}}{L}, \quad (2)$$

где m — число секций на выходе каскада; $\Delta L_{si} = L_{si} - L_{ср}$ — отклонение индуктивности рассеяния L_{si} i -й секции от среднего значения

$$L_{ср} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} L_{si}, \quad L - \text{индук-$$

тивность секции при относительной магнитной проницаемости сердечника $\mu_{от}$, равной единице; $Q = \omega L_{об}/R_{об} + r_{об}$ — добротность обмотки; ω — круговая частота; $L_{об}$ — индуктивность обмотки; $r_{об}$ и $R_{об}$ — активное сопротивление провода обмотки и сопротивление, эквивалентное активным потерям в сердечнике.

В выражениях (1) и (2) член $\frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta L_{si}}{L}$ представляет собой погрешность

каскада, намотанного на «воздушном» сердечнике ($\mu_{от} = 1$).

Погрешности от неравенства индуктивностей рассеяния секций L_s уменьшаются с увеличением магнитной проницаемости сердечника, так как при ее увеличении индуктивности L секций увеличиваются, а индуктивности рассеяния и, следовательно, их отличия друг от друга остаются прежними. С увеличением частоты погрешности увеличиваются, так как при этом магнитная проницаемость сердечника и добротность обмотки уменьшаются. С увеличением входного напряжения амплитудная погрешность γ_{sa} уменьшается, так как магнитная проницаемость сердечника при этом увеличивается*, а фазовая погрешность γ_{sf}

* В трансформаторных делителях магнитная проницаемость сердечников не превышает максимального значения.

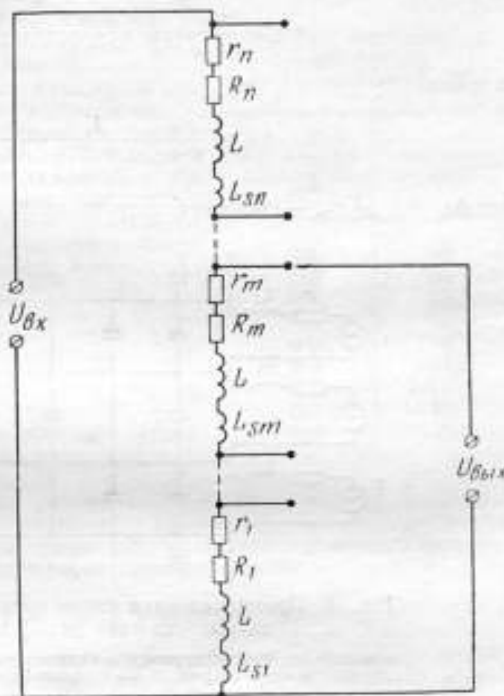


Рис. 2. Эквивалентная схема каскада трансформаторного делителя.

L — индуктивности секций; L_{si} , L_{sm} , L_{sl} — индуктивности рассеяния секций; r_l , r_m , r_n — активные сопротивления проводов секций; R_l , R_m , R_n — сопротивления, вносимые в секции вследствие активных потерь в магнитном сердечнике.

увеличивается, так как добротность Q обмотки падает быстрее, чем увеличивается магнитная проницаемость.

Амплитудная погрешность каскада от активных потерь в сердечнике и неравенств сопротивлений проводов секций равна

$$\gamma_{ra} = \frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{1}{1+Q^{-2}} \cdot \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta r_i}{r_{ср}} \quad (3)$$

и фазовая

$$\gamma_{r\phi} = \frac{r_{об}}{\omega L_{об}} \cdot \frac{1}{1+Q^{-2}} \cdot \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{i=m} \frac{\Delta r_i}{r_{ср}}, \quad (4)$$

где $\Delta r_i = r_i - r_{ср}$ — отклонение сопротивления i -й секции от среднего значения.

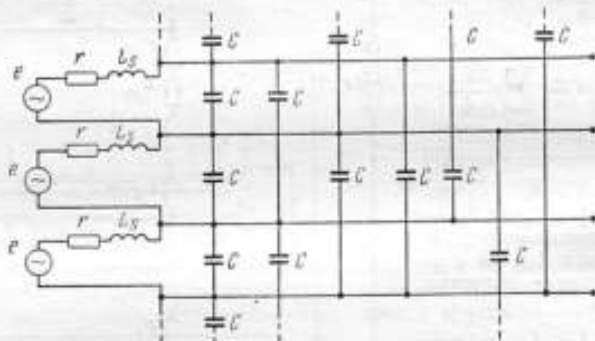


Рис. 3. Принципиальная схема каскада с учетом паразитных емкостей между секциями.

e — э. д. с., индуцируемая в секции; r — активное сопротивление провода секции; L_s — индуктивность рассеяния секции; C — емкость между секциями.

Из выражений (3) и (4) видно, что погрешности от активных потерь уменьшаются с уменьшением неравенств активных сопротивлений проводов секций. Для снижения этих погрешностей обмотку каскада наматывают проводами, взятыми из одной бухты. При частотах выше нескольких сотен герц, когда основная доля потерь в сердечнике определяется вихревыми токами, мы имеем

$$\gamma_{ra} \sim \omega^\alpha B^\beta, \quad (5)$$

где B — индукция в сердечнике; α — коэффициент, близкий к единице, и β — близкий к двум.

Поскольку индукция в сердечнике обратно пропорциональна частоте $B \sim \omega^{-1}$, то при постоянном напряжении на входе каскада эта погрешность при высоких частотах уменьшается с увеличением частоты.

При частотах ниже нескольких сотен герц, когда основная доля активных потерь в сердечнике определяется потерями на гистерезис, мы имеем

$$\gamma_{ra} \approx \frac{B^\lambda}{\omega^\eta}, \quad (6)$$

где λ — коэффициент, близкий к двум, и η — близкий к единице.

Основная рабочая частота разработанного делителя равна 1000 гц и допустимое входное напряжение $200f$, где f — частота в килогерцах, но не более

200 в. Таким образом, при частотах 1000 гц и выше наибольшее входное напряжение одинаково, а при частоте ниже 1000 гц одинакова индукция в сердечнике. Поэтому при максимальном входном напряжении делителя амплитудная погрешность $\gamma_{\text{ам}}$, согласно выражению (5), уменьшается с увеличением частоты выше 1000 гц, а с понижением частоты ниже 1000 гц сначала уменьшается, а затем (при частоте ниже нескольких сотен герц), согласно выражению (6), увеличивается.

Фазовая погрешность каскада от потерь в сердечнике с уменьшением частоты увеличивается.

Эквивалентная схема каскада делителя с учетом паразитных емкостей между секциями показана на рис. 3. На схеме емкости C между каждой парой узлов показаны равными, что при жгутовой намотке каскадов верно с достаточной для расчета степенью точности. Паразитные емкости являются одним из основных источников частотной погрешности делителя при высоких частотах и равны [1, 2]:

амплитудная:

$$\gamma_{\text{Св}} = \rho \omega^2 L_s C, \quad (7)$$

фазовая:

$$\gamma_{\text{Сф}} = -\rho \omega r C, \quad (8)$$

где r — активное сопротивление провода секции; ρ — множитель, зависящий от коэффициента деления.

Значения множителя ρ при разных коэффициентах деления приведены в табл. 1. Из выражений (7) и (8) видно, что с увеличением частоты погрешности увеличиваются, причем наиболее сильно зависит от частоты амплитудная погрешность, так как она пропорциональна квадрату частоты.

Таблица 1

Значение множителя ρ при разных коэффициентах деления

Номинальный коэффициент деления	Множитель ρ
0,1	66
0,2	44
0,3	25,7
0,4	11
0,5	0
0,6	-7,3
0,7	-11
0,8	-11
0,9	-7,3

Погрешности делителя, состоящего из нескольких каскадов

При параллельном соединении каскадов возникают погрешности от шунтирования предыдущего каскада последующим, причем при $K_d = 0,1 \div 1$ амплитудная равна

$$\gamma_{\text{шв}} = -\frac{1}{9} \cdot \frac{L_s}{L_k} \quad (9)$$

и фазовая

$$\gamma_{\text{шф}} = \frac{1}{9} \cdot \frac{r}{\omega L_k}, \quad (10)$$

где L_s — индуктивность рассеяния шунтируемой секции; r — активное сопротивление провода шунтируемой секции; L_k — индуктивность шунтирующего каскада; K_d — номинальное значение коэффициента деления шунтируемого каскада*.

Если последующий каскад шунтирует нижнюю секцию предыдущего каскада, что имеет место при показании шунтируемого каскада, равном нулю, то амплитудная погрешность от шунтирования равна [1]

$$\gamma_{\text{шв}} = \frac{L_s}{L_k} \quad (11)$$

и фазовая

$$\gamma_{\text{шф}} = -\frac{r}{\omega L_k}. \quad (12)$$

* Коэффициент деления трансформаторных делителей равен отношению выходного напряжения к входному и поэтому он меньше или равен единице.

Из выражений (9)—(12) видно, что данная погрешность определяется индуктивностью шунтирующего каскада, индуктивностью рассеяния и активным сопротивлением провода шунтируемой секции. С уменьшением частоты амплитудная погрешность уменьшается, а фазовая увеличивается, и наоборот.

Суммарная амплитудная погрешность каскада γ_a равна

$$\gamma_a = \gamma_{sa} + \gamma_{ra} + \gamma_{ca} + \gamma_{sa} \quad (13)$$

и фазовая

$$\gamma_f = \gamma_{sf} + \gamma_{rf} + \gamma_{cf} + \gamma_{mf} \quad (14)$$

где γ_{sa} , γ_{sf} , γ_{ra} , γ_{rf} , γ_{ca} , γ_{cf} , γ_{sa} , γ_{mf} — погрешности, определяемые соответственно из выражений (1)—(4) и (7)—(10).

Погрешность γ любого коэффициента деления K_n делителя равна

$$\gamma = \frac{\left[\sum_{i=1}^{i=n} 10^{1-i} K_i (\gamma'_{i-1} + \gamma_i) \right] + a \cdot 100}{\sum_{i=1}^{i=n} 10^{1-i} K_i} \quad (15)$$

где $\sum_{i=1}^{i=n} 10^{1-i} K_i = K_n$ — номинальное значение коэффициента деления; K_i — коэффициент деления i -го каскада (первым считается каскад, стоящий на входе делителя); γ_i — погрешность коэффициента деления i -го каскада; γ'_{i-1} — погрешность той секции предыдущего $i-1$ -го каскада, к которой присоединен i -й каскад; a — коэффициент, определяемый конструкцией и монтажом делителя.

Расчет делителя

Для первого каскада выбран сердечник с внешним диаметром $D_2 = 90$ мм, внутренним диаметром $D_1 = 60$ мм, высотой 25 мм и весом 500 г. Сердечник помещен в защитный кожух с толщиной стенок 1 мм.

Число витков обмотки должно быть таким, чтобы индукция в сердечнике не превышала допустимого значения, т. е. такого, при котором погрешность делителя от потерь не превышает заданного значения.

Зададимся допустимой индукцией B_{max} в сердечнике равной $0,17$ вб/м² при наибольшем входном напряжении $U_{вх} = 200$ в и частоте 1000 гц. Число витков можно приблизительно рассчитать по формуле

$$\omega = \frac{U_{вх \max}}{\omega B_{\max} S} = 700 \quad (16)$$

Здесь S — площадь поперечного сечения магнитного сердечника.

Для снижения погрешностей делителя от неравенства индуктивностей рассеяния секций выбрана жгутовая однослойная намотка каскада. Диаметр жгута [3]

$$d_{ж} = d_{пр. из} \left(1 + \frac{1}{\sin 18^\circ} \right) \approx 4,2 d_{пр. из} \quad (17)$$

где $d_{пр. из}$ — диаметр провода с изоляцией.

Так как число витков жгута $w_{ж}$ равно $\omega/10$, то, учитывая выражение (16), нетрудно рассчитать, что наиболее подходящим будет провод диаметром 0,59 мм при числе витков обмотки 730. Выбираем провод марки ПЭВ-2, диаметр которого без изоляции равен 0,55 мм. Индуктивность обмотки, намотанной на «воздушном» сердечнике тех же размеров, что и магнитный, равна

$$L = \frac{\mu_0 w^2 h}{2\pi} \ln \frac{D_2}{D_1} = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ гн.}$$

Сопротивление провода обмотки равно 4,7 ом. Индуктивность рассеяния каждой секции L_s и емкости C между каждой парой секций определены экспериментально и равны $L_s = 2$ мкн и $C = 160$ пф.

Характеристики магнитного материала сердечника показаны на рис. 4 и 5. При наибольшем входном напряжении 200 в и разных частотах рассчитанная на основании этих характеристик добротность Q обмотки равна: 10 при частоте 0,05 кГц, единице — при 1 кГц, 0,35 — при 5 кГц и 0,2 при 10 кГц. (Добротность при $f = 50$ гц определена экспериментально при входном напряжении 10 в).

Максимальные погрешности от неравенства индуктивностей рассеяний секций на основной рабочей частоте 1000 гц, вычисленные по формулам (1) и (2), равны: амплитудная $\gamma_{sa} = 4 \cdot 10^{-6}\%$ и фазовая $\gamma_{sf} = 0,15$ мкрад. Погрешности при других частотах указаны в табл. 2.

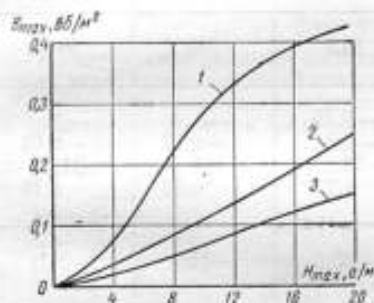


Рис. 4. Основная кривая намагничивания магнитного материала сердечника при частотах: 1 кГц (1), 5 кГц (2) и 10 кГц (3).

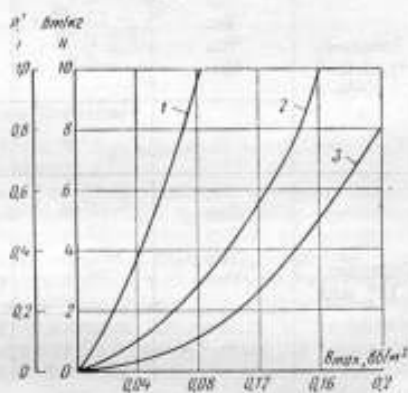


Рис. 5. Зависимость удельных потерь P' в магнитном материале сердечника от магнитной индукции при частотах: 10 кГц (1), 5 кГц (2), 1 кГц (3).

Отклонения сопротивлений проводов секций друг от друга могут быть определены экспериментально и в рассматриваемом случае не превышают 2%. Подставляя эти значения, а также необходимые параметры обмоток в формулы (3) и (4), найдем, что максимальная амплитудная погрешность каскада от потерь в сердечнике на частоте 1000 гц равна $\gamma_{ra} = 3,4 \cdot 10^{-5}\%$ и фазовая $\gamma_{rf} = -0,34$ мкрад. Погрешности делителя на других частотах указаны в табл. 2.

Погрешности каскада от паразитных емкостей между секциями определяют по формулам (7) и (8) и на частоте 1 кГц при коэффициенте деления 0,1 они равны: амплитудная $\gamma_{ca} = 9,6 \cdot 10^{-6}\%$ и фазовая $\gamma_{cf} = -34,5$ мкрад.

Погрешности каскада от паразитных емкостей при коэффициенте деления 0,1 на других частотах приведены в табл. 2, а при разных коэффициентах деления на частоте 1000 гц — в табл. 3. Из последней видно, что на частоте 1000 гц амплитудная погрешность не превышает $|\gamma_a| \leq 0,96 \cdot 10^{-5}/K_d\%$, а фазовая $|\gamma_f| \leq 3,5 \cdot 10^{-6}/K_d$ рад.

Максимальные погрешности первого каскада от шунтирования его вторым каскадом, который полностью идентичен первому, определяют из формул (9) и (10) и на частоте 1000 гц при коэффициенте 0,1 равны: амплитудная $\gamma_{ma} = 2 \cdot 10^{-6}\%$ и фазовая $\gamma_{mf} = 0,86$ мкрад.

Суммарные максимальные погрешности первого каскада делителя на частоте 1000 гц, определенные из формул (13) и (14), не превышают: амплитудная

$$\gamma_a = 7,2 \cdot 10^{-6} + \frac{0,96 \cdot 10^{-5}}{K_d} \%$$

и фазовая

$$\gamma_f = -\frac{3,5 \cdot 10^{-6}}{K_d} \text{ рад.}$$

Таблица 2

Максимальные погрешности делителя ДНИ-2М
при коэффициенте деления 0,1

Погрешности делителя		Частота f , кГц			
		0,05	1	5	10
Амплитудные, $\times 10^6\%$	γ_{sa}	2,7	4	4,6	6,4
	γ_{ra}	13	3,4	0,4	0,13
	γ_{ca}	0,02	9,6	240	960
	γ_{ma}	-0,2	-0,2	-0,2	-0,2
	γ_a	15,5	16,8	245	966
Фазовые, $\times 10^6 \text{ рад}$	γ_{sf}	0,01	-0,15	-1,4	-3
	γ_{rf}	13	-0,34	-0,07	-0,03
	γ_{cf}	-1,6	-34,5	-165	-345
	γ_{mf}	36	1,7	0,36	0,16
	γ_{ϕ}	47,4	-33,3	-166	-348

Таблица 3

Погрешности делителя от паразитных емкостей
при разных коэффициентах деления на частоте 1 кГц

Номинальное значение коэффициента деления K_d	Погрешности			
	амплитудная, %		фазовая, рад	
	относит. $\gamma_a \cdot 10^6$	абсолютн. $\gamma_a K_d \cdot 10^7$	относит. $\gamma_{\phi} \cdot 10^6$	абсолютн. $\gamma_{\phi} K_d \cdot 10^6 \text{ рад}$
0,1	9,6	0,96	-34,5	-3,45
0,2	3,3	1,26	-22,5	-4,65
0,3	3,6	1,11	-13,5	-4,05
0,4	1,2	0,63	-5,85	-2,25
0,5	0	0	0	0
0,6	-1,05	-0,63	3,9	2,25
0,7	-1,59	-1,11	5,85	4,05
0,8	-1,56	-1,36	5,85	4,65
0,9	-1,08	-0,96	3,84	3,45

Погрешности каскада максимальны при коэффициенте деления 0,1 на частоте 1000 гц и не превышают $|\gamma_a| \leq 1,7 \cdot 10^{-6}\%$, $|\gamma_{\phi}| \leq 35 \text{ мкрад}$.

Суммарные погрешности первого каскада делителя на других частотах приведены в табл. 2.

Поскольку второй и шестой каскады делителя (кроме последнего) выполнены так же, как первый, то их погрешности будут такими же, как погрешности первого каскада, за исключением погрешностей от потерь в сердечнике, которые у первого каскада больше, так как его входное напряжение больше, чем у остальных каскадов. Погрешности делителя приведены в табл. 4.

Погрешности делителя ДНИ-2М при коэффициентах деления от 0,1 до 1

Погрешность коэффициента деления	Частота f , кГц		
	0,05	1	более 1
$\gamma_a \cdot 10^6\%$	15,5	$7,2 + \frac{0,96}{K_d}$	$(7,2 + 0,96) f^2$
$\gamma_\phi \cdot 10^6 \text{ рад}$	47,4	$\frac{3,5}{K_d}$	$\frac{3,5}{K_d} f$

Конструкция делителя

Конструктивно делитель состоит из шести торондальных магнитных сердечников, укрепленных на общей стальной панели.

Сердечники помещены в защитные кожухи из органического стекла. Обмотка на сердечниках намотана предварительно скрученными в один жгут проводами. Каждый сердечник вместе с переключателем, подключенным к его обмотке, находится в отдельном электромагнитном экране. Общая плата с сердечниками и переключателями заключена в деревянный кожух, вытоженный изнутри алюминиевой фольгой.

Переключатели — двухплатные, каждая плата имеет одно направление

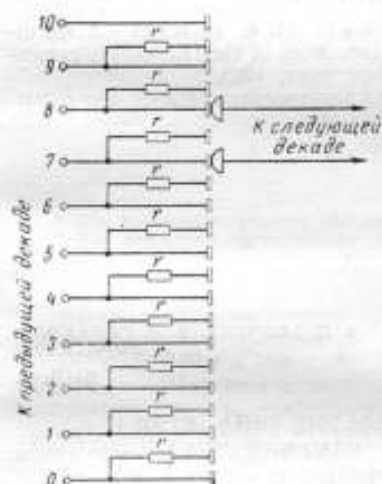


Рис. 6. Схема переключения коэффициента деления делителя.

и 23 положения. Для того чтобы при переходе переключателя из одного положения в другое не происходило короткое замыкание секций или разрыв цепи делителя, шетки переключателя переходят из одного рабочего положения в другое через «нерабочие» контакты, которые через сопротивления $r = 1 \text{ ком}$ присоединены к рабочим контактам (рис. 6). На «нерабочих» контактах шетка не останавливается.

Экспериментальная оценка амплитудной погрешности делителя

Погрешности опытного делителя определяли методом сличения с делителем ДТ-72А на частоте 1000 гц (рис. 7), амплитудная погрешность которого как по данным фирмы, так и по результатам определения его некоторых коэффициентов во ВНИИМ не превышает

$$\frac{5 \cdot 10^{-5}}{K_d} \%$$

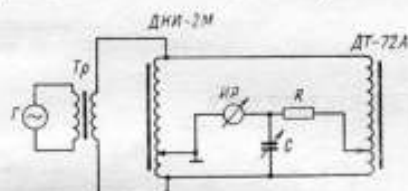


Рис. 7. Принципиальная схема проверки делителя ДНИ-2М по трансформаторному делителю ДТ-72А.

r — источник переменного тока; Tr — разделительный трансформатор; $ИР$ — индикатор равновесия; R — сопротивление; C — емкость.

На делителе ДНИ-2М устанавливали фиксированные коэффициенты, а для уравнивания мостовой цепи изменяли коэффициент деления делителя ДТ-72А и параметры фазовращательной RC-цепочки. Разность показаний этих делителей в основном не превышает $3 \cdot 10^{-2}$ и только в отдельных точках она равнялась $(4+5) \cdot 10^{-2}$. Таким образом, разность погрешностей делителей не превышает $5 \cdot 10^{-2}/K_d\%$, т. е. погрешности делителя ДТ-72А.

Выводы

Приведенная методика расчета точного трансформаторного делителя и исследование опытного делителя, созданного на ее основе, свидетельствуют о возможности создания трансформаторных делителей переменного тока с переменным коэффициентом деления, точность которых значительно превышает точность известных резисторных делителей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Байков В. М. Анализ погрешностей трансформаторных делителей напряжения. Труды метрологических институтов СССР, вып. 98 (158), Изд-во стандартов, 1968.

2. Z a p i T. L., Ch i n b u r g C. H., W o l f H. K. Inductive voltage dividers with calculable relative corrections. «Transactions of the IEE on Instrumentation and Measurement», v. IM-12, № 2, September, 1963.

3. Инженерно-технический справочник по электросвязи. Кабельные и воздушные линии связи. Связьиздат, 1961.

Поступила в редакцию
27/V 1968 г.

УДК 621.317.7.089.6

М. С. БЕЛНЕВА, О. П. ГАЛАХОВА,
И. В. КОРОТКОВА

ВНИИМ

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ КОМПАРАТОР ТИПА КТЭМ-1 ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ ЗНАЧЕНИЙ ТОКА, НАПРЯЖЕНИЯ И МОЩНОСТИ *

В электрических измерениях, радиоэлектронике, проводной связи, в области магнитных измерений широкое распространение получили приборы для измерения малых значений тока, напряжения и мощности. За последние годы значительно возрос выпуск миллиамперметров, милливольтметров и милливаттметров, рассчитанных для работы в широком диапазоне частот. Основные характеристики этих приборов приведены в табл. 1.

Освоение промышленного выпуска приборов для измерения малых значений тока, напряжения и мощности обусловило необходимость создания аппаратуры для их поверки.

В соответствии с поверочной схемой [1], передача значений от образцовых мер постоянного тока приборам переменного тока осуществляется методом термоэлектрического компарирования.

* Работа доложена на конференции молодых специалистов ВНИИМ имени Д. И. Менделеева в 1968 г.

Таблица 1

Тип прибора и измеряемая величина	Класс точности	Частотный диапазон	Пределы измерения
Ток			
Д528	0,5	50 гц	1—100 ма
Ф58	1,5	45 гц—5—10 кгц	0,1—20 ма 2—500 ма
Т13	1,5	50 гц—15 Мгц	1 ма; 3 ма
Т133	1,5	20 гц—0,5 Мгц	0,1—1 ма
Ф533	0,5		0,03—1000 ма
Напряжение			
Т131	1,5	20 гц—0,5 Мгц	75—1500 мв
Ф517	1,5	45 гц—10 кгц	10—300 мв—300 в
Ф564*	1,5	20 — $\frac{40-40\ 000-}{60\ 000\ гц}$	1 ма—300 в
Ток и напряжение			
Ф563**	0,5	20 — $\frac{40-20\ 000-}{40\ 000\ гц}$	10 мка—1000 ма 3 мв—300 в
Мощность			
Ф530	2,5	20 гц—20 кгц	0,1 ма—1 а 20 мв—300 в $\cos \varphi = 0,1$

* Для измерения среднего значения напряжения.

** Для измерения эффективного значения тока и напряжения.

Впервые установка с термоэлектрическим компаратором для проверки микроамперметров и милливольтметров на переменном токе при частотах до 200 кгц создана во ВНИИМ в 1959 г. [2]. Впоследствии эта установка была усовершенствована и изготовлена в нескольких экземплярах. Ограниченный выпуск не позволил внедрить ее в широкую поверочную практику. Поэтому при разработке универсальной установки постоянного и переменного тока, намеченной к внедрению в серийное производство на Краснодарском заводе электроизмерительных приборов, в комплект ее была введена аппаратура, обеспечивающая проверку миллиамперметров, вольтметров и ваттметров в звуковом диапазоне частот с пределами измерения по току от 0,1 до 20 ма, по напряжению — от 0,2 до 2 в и по мощности — при тех же значениях тока и напряжения и коэффициента мощности, близком к единице.

На разработанной установке указанные приборы проверяют с помощью термоэлектрического компаратора типа КТЭМ-1, принципиальная схема которого представлена на рис 1.

Компаратор выполнен по принципу одновременного сравнения. Его измерительную цепь с помощью переключателя P_1 поочередно включают в цепи переменного и регулируемого постоянного токов. О равенстве значений этих токов судят по равенству выходных т. э. д. с. компарирующих термопреобразователей T_1 и T_2 . Наличие двух преобразователей, включенных по мостовой схеме, обусловлено применением суммо-разностного метода с последующим квадратичным преобразованием, что необходимо при измерении мощности. При этом виде измерения к вершинам диагонали, параллельно которой включен шунт $R_{ш}$, подводят ток, к вершинам другой диагонали через магазин добавочных резисторов R_d — напряжение исследуемой цепи. Известно, что при идентичных и квадра-

тичных характеристиках обоих термопреобразователей разность выходных т. э. д. с. Δe пропорциональна мощности [3]

$$\Delta e = kNI \cos \varphi. \quad (1)$$

Здесь k — коэффициент преобразования; N и I — измеряемые напряжение и ток; φ — угол сдвига между током и напряжением.

Для переключения термопар термопреобразователей в зависимости от вида измерения (согласного включения при измерении тока и напряжения и встречного — при измерении мощности) служит переключатель Π_2 .

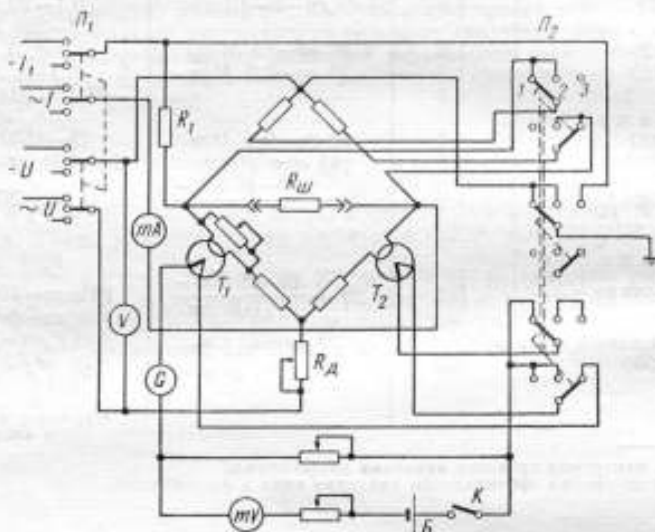


Рис. 1. Принципиальная схема термоэлектрического компаратора
 G — нулевой указатель, B — батарея для питания компенсационной цепи, K — ключ.

Компаратор можно использовать также как датчик напряжения при проверке электронных милли- и микровольтметров с малым собственным потреблением. Для этого в цепь тока компаратора включают безреактивный калиброванный резистор R_1 . Падение напряжения U , создаваемое на этом резисторе известным (измеренным) током I , подается на проверяемый прибор. Значение напряжения, без учета входного сопротивления проверяемого вольтметра, определяют из выражения

$$U = IR_1 \left(1 + \frac{\omega^2 \tau_1^2}{2} \right), \quad (2)$$

где R_1 — сопротивление калиброванного резистора на постоянном токе; τ_1 — его постоянная времени; ω — угловая частота.

Погрешность определения напряжения γ_U при этом имеет вид

$$\gamma_U = \left(1 + \frac{\omega^2 \tau_1^2}{2} \right) (\gamma_R + \gamma_I), \quad (3)$$

где γ_R и γ_I — относительные погрешности измерения сопротивления калиброванного резистора и тока в нем.

Для расширения пределов измерения по току в комплекте компаратора имеется набор калиброванных резисторов с набором шунтов.

Принципиальная схема компаратора типа КТЭМ-1 аналогична принципиальным схемам известных компараторов (ТЭМ-2, КТЭ-1, КТЭ-2) для измерения тока, напряжения и мощности в среднем диапазоне их значений [5—7].

Погрешность измерений с помощью компараторов определяется погрешностями [3]: а) перехода от постоянного тока к переменному; б) измерения значения постоянного тока, эквивалентного измеряемому значению переменного тока; в) от нечувствительности нулевого указателя и г) погрешностями, обусловленными реактивностью элементов схемы и недостатками монтажа [3, 6].

Специфика измерения малых значений тока, напряжения и мощности обусловила некоторые особенности рассматриваемого компаратора. Прежде всего потребовалось обеспечить достаточно высокую его чувствительность.

Очевидно, применение воздушных многоэлементных преобразователей типа ТЭМ, используемых в известных термоэлектрических компараторах мощности и имеющих при номинальном токе $I_n = 30$ ма т. э. д. с. $e = 15$ мв, не дало бы в нашем случае должного эффекта даже в сочетании с наиболее чувствительными нулевыми указателями. Поэтому в компараторе были использованы вакуумные термопреобразователи типа ТВБ-1, серийно выпускаемые промышленностью.

Исследования показали, что эти преобразователи достаточно стабильны в течение времени компарирования. Поскольку т. э. д. с. термопреобразователей ТВБ-1 значительно зависит от полярности тока в нагревателе, были отобраны экземпляры, у которых указанная зависимость не превышает $\pm 0,01—0,02\%$.

Нулевой указатель выбран с учетом заданной погрешности измерения (0,1%). Связь между относительной погрешностью измерения тока компаратором и чувствительностью нулевого указателя устанавливает соотношение

$$\frac{\partial I}{I} = \frac{\partial \alpha}{S_{\alpha} S_{\text{кп}} I}, \quad (4)$$

где $\partial \alpha$ — изменение отклонения указателя, вызванное изменением значения тока;

S_{α} — чувствительность нулевого указателя; $S_{\text{кп}} = \frac{\partial e}{\partial I} = 2kI$ — чувствительность компарирующего преобразователя.

Отсюда, задаваясь допустимой погрешностью компарирования (0,01%), значением коэффициента компарирующего преобразователя ($2,5 \cdot 10^3$ в/а²) для выбранной рабочей точки вольт-амперной характеристики термопреобразователя и минимальным значением измеряемого тока, определяем, что чувствительность нулевого указателя должна быть не менее $5 \cdot 10^7$ дел/а. Рассуждая аналогично, находим, что при измерении напряжения чувствительность нулевого указателя должна быть $7 \cdot 10^6$ дел/в и при измерении мощности $5 \cdot 10^5$ дел/вт.

В рассматриваемом компараторе в качестве нулевого указателя применен серийно выпускаемый автокомпенсационный микровольтаноамперметр Р325 с фотоусилителем, чувствительность которого $S = 5 \cdot 10^7$ дел/а.

Для удобства работы при включении компаратора в цепь установки УВАФ в него встроена часть нулевого указателя с переключателем чувствительности и электрическим корректором нуля, а выходной прибор расположен в измерительном стенде установки. Кроме того, в компараторе предусмотрена возможность присоединения внешнего гальванометра в случае работы вне цепи установки.

Режим работы термопреобразователей ТВБ-1 в компараторе выбран так, что в их нагревателях токи не превышают $0,1 \div 0,2$ ма. Поэтому оказалось возможным не применять специальных средств для защиты термопреобразователей от перегрузок.

Для расширения пределов измерения компаратора по току и напряжению использованы шунты и добавочные резисторы. Так как пределы измерений невелики, в качестве элементов масштабного преобразования применены непровольные резисторы типа БЛП как наиболее стабильные и точные. Малая остаточная реактивность этих резисторов, характеризуемая постоянной времени порядка 10^{-8} сек, позволила получить компараторы со сравнительно небольшой частотной погрешностью.

Сопротивления шунтов и добавочных резисторов выбраны так, что рассеиваемая на них мощность составляет 10—20% номинальной. При этом можно не учитывать дополнительную погрешность, возникающую вследствие изменения сопротивления при нагреве резистора проходящим по нему током.

За счет применения сменных калиброванных резисторов при работе компаратора в качестве датчика напряжений могут быть получены напряжения от 0,2 до 500 мВ. Как следует из формулы [3], применение непроволочных резисторов в этом случае не обеспечило бы требуемую точность определения напряжения. Поэтому калиброванные резисторы были изготовлены из манганинового провода. Погрешность подгонки их составляет 0,02—0,05% и постоянная времени не превышает $6 \cdot 10^{-8}$ сек, и при погрешности измерения тока 0,1% погрешность воспроизведения калиброванных напряжений составит 0,12—0,15%.

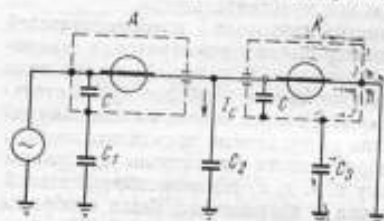


Рис. 2. Схема влияния емкостных токов утечки и экранов.

A — амперметр, K — компаратор, I — источник питания, I_c — ток утечки.

прямого приборов относительно земли не вносят погрешности в результат измерения, так как при указанном включении экранов емкость C_1 шунтирует источник питания I, а C_3 закорочена. Погрешность вследствие наличия емкостей утечки определим из выражения

$$\gamma_c = \frac{I_k - I}{I} \approx r_k \omega C_2 \quad (5)$$

где I_k и I — ток, протекающий через компаратор и поверяемый прибор соответственно (а); r_k — сопротивление токовой цепи компаратора (ом).

Очевидно, что с повышением частоты различие в показаниях поверяемого прибора и компаратора увеличивается. Для уменьшения погрешности от влияния емкостной утечки термопреобразователи с резисторами цепи балансировки по току и напряжению помещены в экран, соединенный с одним из нагревателей и с землей. Емкость экрана относительно токоведущих частей удалось снизить до 12 пФ, а емкость соединительных проводников от зажимов присоединения поверяемого прибора до термопреобразователей в компараторе составляет около 30 пФ.

Для уменьшения влияния емкостных утечек при измерении напряжения заземляют одну из вершин моста, к которым подводят измеряемое напряжение.

Результат измерения на постоянном токе зависит также от сопротивления изоляции. Погрешность утечки γ_y из-за сопротивления изоляции имеет вид

$$\gamma_y = \frac{I_{\text{изол}}}{I_{\text{min}}} 100 = \frac{U_{\text{max}}}{R_{\text{изол}}} \cdot \frac{1}{I_{\text{min}}} 100 [\%], \quad (6)$$

где $I_{\text{изол}}$ — ток утечки через изоляцию (а); I_{min} — минимальный ток цепи (а); U_{max} — максимальное падение напряжения в последовательной цепи компаратора (в); $R_{\text{изол}}$ — сопротивление изоляции цепи (ом).

Наиболее ответственные участки схемы компаратора выполнены на полистироле, что позволило обеспечить сопротивление изоляции его порядка $5 \cdot 10^{11}$ ом. Погрешность γ_y , следовательно, не превышает $2 \cdot 10^{-6}\%$ и ее можно не принимать во внимание. Утечка через сопротивление изоляции между термопарой и нагрева-

телем вызывает погрешность порядка $2 \cdot 10^{-4}\%$. Погрешность измерения на постоянном токе составляет 0,02% при проверке амперметров и 0,012% при проверке вольтметров.

Суммарная погрешность измерения тока γ_I и напряжения γ_U с учетом рассматриваемых составляющих будет соответственно 0,1% и 0,08—0,09%.

При измерении мощности к термопреобразователям предъявляют ряд специфических требований: необходимо, чтобы они имели идентичные и квадратичные вольт-амперные характеристики. Реактивность цепей в этом случае приводит к появлению угловой погрешности, т. е. к различию сдвига фаз как между токами

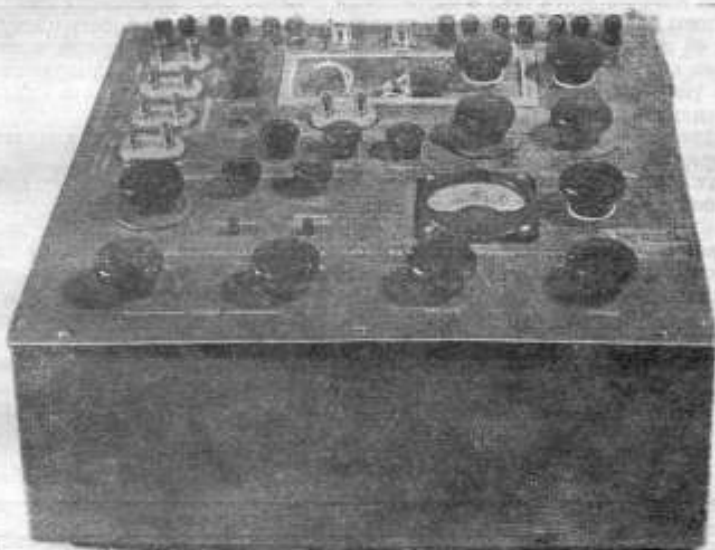


Рис. 3. Внешний вид компаратора.

в термопреобразователях, пропорциональными измеряемому току и напряжению I_I и I_U , так и между подведенными к компаратору током и напряжением, вследствие чего $\cos(I_I/I_U) \neq \cos \varphi$.

Поскольку невозможно выбрать два термопреобразователя с абсолютно идентичными характеристиками, в компараторе предусмотрены переменные резисторы, служащие для выравнивания сопротивлений плеч моста R_U (балансировка по напряжению), и резисторы для совмещения вольт-амперных характеристик термопреобразователей R_I (балансировка по току). Неквадратичность вольт-амперных характеристик подобранных термопреобразователей не должна превышать 0,1%.

Угловую погрешность γ_φ компаратора мощности определим из выражения [3]

$$\gamma_\varphi = \frac{\cos \varphi_H - \cos \varphi_D}{\cos \varphi_H} = 1 - \cos(\gamma - \delta) + \operatorname{tg} \varphi \sin(\gamma - \delta), \quad (7)$$

где φ , δ и γ — углы сдвига фаз; φ — между током I и напряжением U ; δ — между током I_U и напряжением U ; γ — между током I_I и током I .

Эта погрешность сказывается тем больше, чем больше угол сдвига фаз φ между током и напряжением. При $\varphi = 0$ угловую погрешность определяет только $\cos(\gamma - \delta)$, который близок к единице.

При измерении малых значений тока, напряжения и мощности существенную погрешность могут внести паразитные т. э. д. с., возникающие в цепи термопар термопреобразователей. Для уменьшения их применен специальный монтаж цепи термопар красномедным проводом с минимальным числом спаев, что позволило снизить эту т. э. д. с. до 0,02 мкв. Для стабилизации температурных условий термопреобразователи помещены в масляную ванну.

Конструктивно компаратор (рис. 3) представляет собой переносной прибор, на верхней панели которого смонтированы зажимы для присоединения поверяемых приборов и коаксиальные разъемы для питания цепей компаратора переменным и постоянным током.

Для питания цепей тока и напряжения компаратора применяют специальные генераторы [4] и усилители малой мощности, рассчитанные на работу в диапазоне частот 40 гц — 20 кГц. Коэффициент нелинейных искажений при номинальном значении выходной мощности не превышает 2%. Нестабильность выходных параметров усилителей не хуже $\pm 0,05\%$ за 3 мин. Питаются анодные и накальные цепи усилителей от серийно выпускаемых источников питания.

Экспериментально погрешности компаратора оценены при комплектной и поэлементной проверке его для предусмотренных видов измерения.

Для оценки погрешности компарирования тока и напряжения в качестве образцового устройства использован термоэлектрический компаратор установки УПМА-2, у которого погрешность сравнения переменного тока (напряжения) с постоянным не превышает $\pm 0,1\%$ при частотах до 200 кГц. Поэтому погрешность этой установки в рассматриваемом диапазоне 40 гц — 20 кГц мала по сравнению с ожидаемой погрешностью компаратора, имеющего более сложную схему в связи с возможностью измерения мощности. Чтобы выявить характер нарастания частотной погрешности компаратора, он был испытан в более широком диапазоне частот. В результате испытаний установлено, что частотная погрешность при измерении тока в диапазоне частот 60—20 000 гц не превышает 0,1%, а при 60 000 гц составляет 0,4%. Результаты определения частотной погрешности при измерении напряжения приведены в табл. 2.

Таблица 2

Частота, гц	Измеряемое напряжение, в		
	0,2	0,6	2,0
	Погрешность, %		
60	0,2	0,2	0,2
1 000	0,1	0,1	0,1
10 000	0,2	0,05	0,05
20 000	0,05	0,05	0,1
100 000	0,1	0,1	0,2
200 000	0,2	0,1	0,2

Хотя компаратор имеет максимальный предел по напряжению 2 в, были исследованы возможности увеличения пределов измерения до 50—100 в. Однако наличие емкости монтажных проводов (порядка 35 пф) вызывает значительное увеличение погрешности при напряжениях, превышающих 10 в. Эксперименты показали, что применение отдельных добавочных резисторов вместо набора их в виде магазина существенно уменьшает погрешность измерения напряжения.

Для оценки погрешности компаратора при работе в режиме калибратора напряжений он был поверен поэлементно. При этом использовали данные о погрешности измерения тока, определяли погрешность подгонки калиброванного резистора и его остаточную реактивность.

Действительные значения сопротивлений $R_{\text{действ}}$ калиброванных резисторов и значения их постоянных времени τ , измеренные с погрешностью 0,05% на установке УМПТ-1, приведены в табл. 3.

Таблица 3

Измерение на установке УМПТ-1

Сопротивления резисторов, ом		Постоянная времени $\tau \cdot 10^9$ сек	Сопротивления резисторов, ом		Постоянная времени $\tau \cdot 10^{-9}$ сек
номин.	действ.		номин.	действ.	
2	2,002	61	200	199,7	4,9
5	4,995	47	500	499,3	1,1
10	9,990	41	1000	998,5	17
20	19,98	12	2000	1997	2
50	49,90	9	5000	4995	5
100	99,87	3,6			

При указанных значениях составляющих погрешностей падение напряжения на сопротивлении 2 ом (обладающем наибольшей реактивностью) при токе 100 мкА и частоте 20 кГц может быть установлено с погрешностью, не превышающей 0,2%.

Определение погрешности компарирования мощности при $\cos \varphi = 1$ произведено по схеме рис. 4 с помощью калиброванной безреактивной нагрузки $R_K = 100$ ом (магазин сопротивлений переменного тока типа МСПИ) при токе 5 мА на частоте 1000 гц. Постоянная времени сопротивления R_K не превышала $5 \cdot 10^{-9}$ сек. В качестве частотно-независимого элемента для измерения переменного тока был применен вакуумный термопреобразователь ТВВ-3. Методика определения погрешности по такой схеме рассмотрена в работе [6].

Как показали измерения, погрешность компарирования мощности составляет 0,2—0,3% на 1000 гц.

Проведенные исследования позволяют сделать вывод, что рассмотренный компаратор в основном может обеспечить проверку выпускаемых промышленностью миллиамперметров, вольтметров, ваттметров с необходимым запасом по точности.

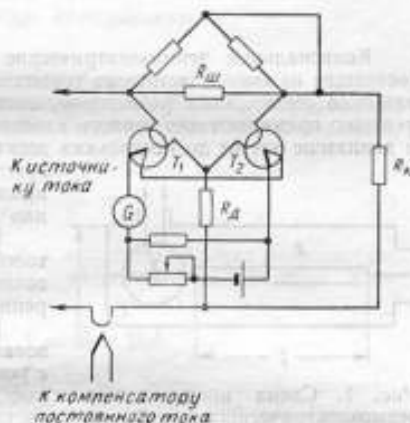


Рис. 4. Схема определения погрешности компарирования мощности при $\cos \varphi = 1$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Поверочные схемы. Изд-во стандартов, 1965.
2. Рождественская Т. Б., Теплинский А. М. Термоэлектрический компаратор для измерения малых переменных токов. «Измерительная техника», 1960, № 11.
3. Рождественская Т. Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. Изд-во стандартов, 1964.
4. Зорин Д. И., Эскин С. П. Высокостабильный источник звуковой частоты. Новые научно-исследовательские работы по метрологии, вып. 4. Изд-во стандартов, 1964.
5. Безикович А. Я., Беляева М. С., Зорин Д. И., Эскин С. П. Установка повышенной точности для проверки амперметров, вольтметров и ваттметров. «Измерительная техника», 1966, № 10.

6. 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/. Стандартгиз, 1956.

7. Рождественская Т. Б., Галахова О. П., Беляева М. С., Короткова И. В. Комплексная аппаратура для измерения и воспроизведения тока, напряжения, мощности и коэффициента мощности в звуковом диапазоне частот. Труды метрологических институтов СССР, вып. 96 (156). Изд-во стандартов, 1968.

Поступила в редакцию
15/V 1968 г.

УДК 621.314.222

Р. Ф. АКИЕВ
ВНИИМ

ЧАСТОТНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ КОАКСИАЛЬНЫХ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПЯЖЕНИЯ*

Коаксиальные термоэлектрические преобразователи напряжения (рис. 1), состоящие из высокочастотного термоэлектрического преобразователя с последовательно соединенным резистором, смонтированным в цилиндрическом экране, успешно применяют для точного измерения действующего значения напряжения в диапазоне частот до нескольких десятков мегагерц. При этом обычно используют метод замещения высокочастотного напряжения напряжением постоянного тока или низкочастотным напряжением [1, 2].

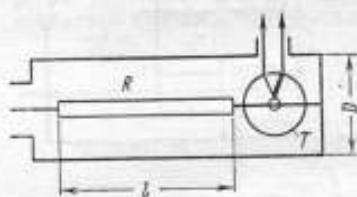


Рис. 1. Схема коаксиального термоэлектрического преобразователя напряжения.

R — резистор, T — термопреобразователь, l — длина резистора, D — диаметр экрана.

Пользуясь набором таких преобразователей с различными сопротивлениями добавочных резисторов, расширяют пределы измерения по напряжению.

В качестве термоэлектрического преобразователя T в рассматриваемой конструкции с успехом можно применить серийные вакуумные термопреобразователи ТВБ-3 и ТВБ-4, частотная погрешность которых при измерениях силы тока имеет вид [1]

$$\gamma_f = \frac{I_{\sim} - I_{\sim}}{I_{\sim}} = \omega^2 LC - \frac{\omega^2 R^2 C^2}{2}, \quad (1)$$

где I_{\sim} — измеряемый переменный ток; I_{\sim} — эквивалентный ему по тепловому действию постоянный ток; ω — круговая частота измеряемого напряжения; L — индуктивность преобразователя; C — емкость, шунтирующая нагреватель.

Для 10 Мгц частотная погрешность термопреобразователей ТВБ-3 и ТВБ-4, вычисленная по формуле (1), составляет менее 0,01%.

Воспользовавшись экспериментальными данными [3] и квадратичной теоретической зависимостью частотной погрешности от частоты, можно подсчитать, что эта погрешность на частоте 10 Мгц составляет не более 0,002%. Столь малыми значениями частотной погрешности во многих практических случаях расчетов можно пренебречь и считать сопротивление термопреобразователя чисто активным.

* Работа доложена на конференции молодых специалистов ВНИИМ имени Д. И. Менделеева в 1968 г.

Для частотной погрешности преобразователя напряжения (рис. 1) запишем

$$\gamma_f = \frac{U_- - U_{-}}{U_{-}}, \quad (2)$$

где U_- — действующее значение измеряемого переменного напряжения; U_{-} — замещающее постоянное напряжение, вызывающее на входе термопреобразователя т. э. д. с., равную той, которая была при включении нагревателя на U_{-} .

Выразим напряжения в формуле (2) через ток и сопротивление

$$U_{-} = I_{-} (R + R_H), \quad (3)$$

где I_{-} — постоянный ток, протекающий по преобразователю; R — сопротивление добавочного резистора; R_H — сопротивление нагревателя термопреобразователя.



Рис. 2. Эквивалентная схема преобразователя.

Для определения U_{-} преобразователь будем рассматривать как отрезок коаксиальной линии с равномерно распределенными параметрами, нагруженный на нагреватель термопреобразователя (рис. 2). Тогда из уравнения однородной линии следует

$$U_{-} = U_H \operatorname{ch} \sqrt{ZY} + I_H \sqrt{\frac{Z}{Y}} \operatorname{sh} \sqrt{ZY}, \quad (4)$$

где U_H — напряжение на нагревателе; I_H — ток, проходящий через нагреватель; $Z = (R + j\omega L)$ — полное последовательное сопротивление линии; $Y = (G + j\omega C)$ — полная проводимость линии;

$$R = r_l; \quad L = L_{nl}; \quad C = C_{nl}; \quad G = G_{nl}.$$

Здесь r , L_{nl} , C_{nl} , G_{nl} — погонные: сопротивление, индуктивность, емкость и проводимость, l — длина линии, определяемая длиной резистора.

Активной проводимостью, ввиду ее малости, в дальнейшем пренебрегаем, тогда $Y = j\omega C$.

Так как нагреватель термопреобразователя рассматривается как активное сопротивление, то одинаковым т. э. д. с. соответствуют равные по значению переменный и постоянный токи нагревателя, или $I_{-} = I_H$, учитывая это и пренебрегая влиянием поверхностного эффекта на значение сопротивления резистора, подставляя формулы (3) и (4) в (2), после небольших преобразований получим

$$\gamma_f = \frac{(R + R_H) - \left| R_H \operatorname{ch} \sqrt{ZY} + \sqrt{\frac{Z}{Y}} \operatorname{sh} \sqrt{ZY} \right|}{R + R_H}. \quad (5)$$

При подстановке значений Z и Y в формулу (5) получим

$$\gamma_f = \frac{(R + R_H) - \left| R_H \operatorname{ch} \sqrt{(R + j\omega L) j\omega C} + \sqrt{\frac{R + j\omega L}{j\omega C}} \operatorname{sh} \sqrt{(R + j\omega L) j\omega C} \right|}{R + R_H}. \quad (6)$$

Для случая, когда $R \gg R_n$ и R_n можно пренебречь, формула (6) упрощается и принимает вид

$$\gamma_f = \frac{R - \left| \sqrt{\frac{R + j\omega L}{j\omega C}} \operatorname{sh} \sqrt{(R + j\omega L) j\omega C} \right|}{R} \quad (7)$$

Разлагая гиперболические функции в ряд, ограничиваясь тремя первыми членами и пренебрегая малыми величинами выше второй степени, для формул (6) и (7) получим соответственно:

$$\gamma_f = - \frac{\omega^2}{(R + R_n)^2} \left[\frac{1}{2} L^2 - LC \left(\frac{1}{2} R_n^2 + \frac{1}{3} R R_n + \frac{1}{6} R^2 \right) + C^2 \left(\frac{1}{12} R^2 R_n^2 + \frac{1}{30} R^3 R_n + \frac{1}{180} R^4 \right) \right], \quad (8)$$

$$\gamma_f = - \frac{\omega^2}{2} \left(\frac{L^2}{R^2} - \frac{LC}{3} + \frac{C^2 R^2}{90} \right). \quad (9)$$

Значения индуктивности L (пФ) и емкости C (пФ) можно вычислить по формулам [4]

$$L = 4,6\mu \cdot 10^{-7} l \lg \frac{D}{d}, \quad (10)$$

$$C = \frac{0,24 \cdot 10^{-10} \epsilon l}{\lg \frac{D}{d}}, \quad (11)$$

где D — внутренний диаметр внешнего цилиндрического экрана; d — диаметр резистора; μ — магнитная проницаемость окружающей среды; ϵ — диэлектрическая проницаемость среды; l — в метрах.

Из формул (8)–(11) видно, что частотная погрешность определяется квадратом частоты измеряемого напряжения, сопротивлением резистора и нагревателя, а также геометрическими параметрами резистора и экрана.

Для удобства расчета формулы (8) и (9) выразим через более обобщенные параметры, определяемые конструкцией, воспользовавшись следующими характеристиками коаксиальной линии [5]:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = 138 \lg \frac{D}{d}; \quad (12)$$

$$C = \frac{l}{\lambda} \cdot \frac{1}{Z_0 f}; \quad (13)$$

$$L = \frac{l}{\lambda} \cdot \frac{Z_0}{f}, \quad (14)$$

где Z_0 — волновое сопротивление линии при $R = 0$; λ — длина волны измеряемого напряжения в свободном пространстве.

Подставив значения C и L из формул (13) и (14), а также $\omega = 2\pi f$ — в формулу (8), получим

$$\gamma_f = - \left(\frac{2\pi l}{\lambda} \right)^2 \left[\frac{Z_0^2}{2(R+R_n)^2} - \frac{\frac{1}{2} R_n^2 + \frac{1}{3} RR_n + \frac{1}{6} R^2}{(R+R_n)^2} + \frac{\frac{1}{6} R^2 \left(\frac{1}{2} R_n^2 + \frac{1}{5} RR_n + \frac{1}{30} R^2 \right)}{Z_0^2 (R+R_n)^2} \right]. \quad (15)$$

А для формулы (9), когда $R \gg R_n$:

$$\gamma_f = - \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi l}{\lambda} \right)^2 \left[\left(\frac{Z_0}{R} \right)^2 - \frac{1}{3} + \frac{1}{90} \left(\frac{R}{Z_0} \right)^2 \right]. \quad (16)$$

На рис. 3 дан график погрешностей коаксиального преобразователя, вычисленных из уравнения (16) для различных значений отношения активного сопро-

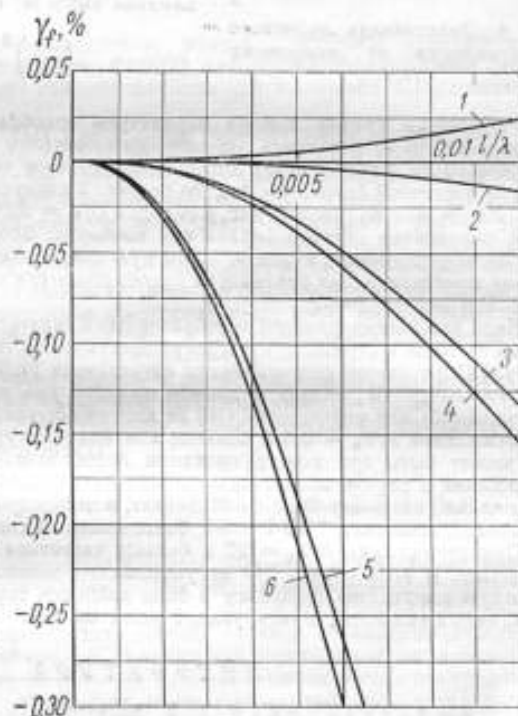


Рис. 3. График погрешностей преобразователя при отношениях R/Z_0 , равных: 3,08 (кривая 1); 1,6 и 6 (2); единице (3); 10 (4); 0,5 (5) и 20 (кривая 6).

При $\frac{R}{Z_0} = 1,84$ и $4,96$ погрешности равны нулю и их кривые совпадают с осью абсцисс.

тивления резистора к волновому сопротивлению эквивалентной линии без потерь в зависимости от отношения длины линии к длине волны измеряемого напряжения. Приведенные характеристики позволяют при заданных параметрах преобразователя определить его частотную погрешность или при заданных максимальной частотной погрешности, сопротивлении резистора и минимальной длине волны измеряемого напряжения определить геометрические параметры преобразователя.

Как видно из графика, при двух значениях отношения сопротивления резистора к эквивалентному волновому сопротивлению (1,84 и 4,96) частотная погрешность преобразователя равна нулю.

Отрицательная погрешность при малых значениях отношения R/Z_0 определяется индуктивным характером преобразователя. Положительная погрешность при R/Z_0 более 1,84, но менее 4,96, определяется преобладанием составляющей, характеризующей резонансными свойствами. При R/Z_0 свыше 4,96 погрешность вновь будет отрицательной и будет определяться емкостью резистора на экран.

Взяв производную по R/Z_0 из уравнения (16) и приравняв ее к нулю,

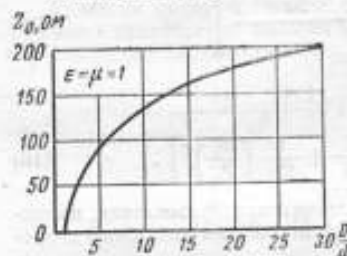


Рис. 4. Зависимость волнового сопротивления от отношения D/d .

$$\frac{1}{2} \left(\frac{2\pi l}{\lambda} \right)^2 \left[-2 \left(\frac{Z_0}{R} \right)^2 + \frac{2}{90} \left(\frac{R}{Z_0} \right) \right] = 0, \quad (17)$$

находим, что при $R/Z_0 = 3,08$ погрешность будет иметь максимальное положительное значение; для $l/\lambda = 0,01$ она будет равна 0,024%. При этом первый член скобки формулы (16), характеризующий влияние индуктивности, и третий член, характеризующий влияние емкости, будут равны

$$\left(\frac{Z_0}{R} \right)^2 = \frac{1}{90} \left(\frac{R}{Z_0} \right)^2. \quad (18)$$

Рассмотрим пример выбора параметров преобразователя. Для измерения напряжения 10 в, пользуясь термопреобразователем ТВБ-4, номинальный ток которого 10 ма, следует взять добавочный резистор около 1 ком. Если задаться нулевой частотной погрешностью, то по рис. 3 следует выбрать $R/Z_0 \approx 5$, тогда $Z_0 = 200$ ом, или по графику рис. 4 находим $D/d = 30$. Задаваясь диаметром резистора, определяем диаметр экрана или наоборот. Второе отношение $R/Z_0 \approx 1,8$ (рис. 3), определяющее нулевую частотную погрешность, будет менее выгодным, так как конструктивная реализация преобразователя с большим волновым сопротивлением менее удобна.

Если для рассмотренного преобразователя задаться конкретной длиной резистора $l = 10$ см и определить его погрешность на частоте 10 Мгц по более точной формуле (15) с учетом сопротивления нагревателя ТВБ-4, равного 40 ом, то получим $\gamma_j = -0,003\%$, значит, в данном примере уже при $R = 25R_n$ пользование формулой (15) или упрощенной (16) не дает существенной разницы.

Отношение $R/Z_0 = 0,5$ и меньше, как видно из графика, весьма невыгодно. Оно может быть при конструировании преобразователей для малых уровней напряжения в случае использования термопреобразователей с низкоомными нагревателями, например ТВБ-5-+9. Значит, в этом случае рациональнее выбирать термопреобразователи ТВБ-2 и 3 с более высоким сопротивлением нагревателя.

При отношениях $R/Z_0 = 20$ и больше частотная погрешность также резко возрастает. В этом случае для ее уменьшения можно вводить дополнительную частотную коррекцию, например в виде двойного экранирования [2] или конструктивных емкостей, шунтирующих резистор [6].

ЛИТЕРАТУРА

1. Рождественская Т. Б. Электрические компараторы для точных измерений тока, напряжения и мощности. Изд-во стандартов, 1964.
2. Herbach F. L., Williams E. C. Thermal voltage converters for accurate voltage measurements to 30 megacycles per second «Communication and Electronics», 1960, July, pp. 200—206.
3. Бузинов В. С., Беликова Г. М. Определение частотной погрешности термопреобразователей типа ТВБ. «Измерительная техника», 1965, № 11, стр. 36—38.

4. Калинин В. И., Герштейн Г. М. Введение в радиофизику. Гос-техиздат, 1957.

5. Crosby D. R., Penneracker C. H. Radio-frequency resistor as uniform transmission lines. «Proc of the Iree», 1946, v. 34, pp. 62—66.

6. Lush Morley J. High frequency thermocouple voltmeter. Пат. США, кл. 324-95, № 3128428.

Поступила в редакцию
25/VIII 1968 г.

УДК 621.314.224.8.024.088

В. В. ПЛЕТНЕВ

Свердловский филиал ВНИИМ

ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ВТОРИЧНЫХ ОБМОТОК

Электромагнитные преобразователи, обычно именуемые измерительными трансформаторами постоянного тока (ИТПТ), находят в настоящее время широкое применение. Их используют главным образом для измерения постоянного тока от 1 до 200 ка.

Вновь выпускаемые ИТПТ имеют класс точности 0,5, в эксплуатации находятся также трансформаторы с основной погрешностью 1,0 и 1,5%. Погрешность 0,5% не является минимально возможной для этих измерительных устройств, особенно при параллельной схеме соединения вторичных обмоток [1—5]. Поэтому представляет определенный интерес исследовать погрешности именно данных трансформаторов.

ИТПТ состоит из двух ферромагнитных сердечников. Измеряемый ток протекает по шине, проходящей сквозь их окна. На вторичные обмотки каждого сердечника, которые соединены либо последовательно, либо параллельно, подают вспомогательное переменное напряжение, а для определения измеряемого тока служат выпрямитель и амперметр во вторичной цепи.

Анализ погрешности таких устройств [6, 7] показывает, что ее определяют главным образом достаточно стабильные магнитные свойства сердечников в сильных полях. Это обстоятельство указывает на целесообразность разработки методов коррекции погрешности ИТПТ.

Определение погрешности измерительных трансформаторов постоянного тока

Для исследования измерительных трансформаторов использована установка постоянного тока до 22 ка с шинопроводом, образующим прямоугольный контур длиной 4,2 м и шириной 3,4 м.

Неразборная часть шинопровода состоит из пяти параллельных алюминиевых шин сечением 7500 мм² каждая. В разборной части шинопровода можно установить от одной до 24 шин сечением по 1200 мм². Кроме того, в контуре имеется шинный токоразвод, позволяющий включить параллельно друг другу до 10 мер сопротивления. Источниками тока служат выпрямители с заводским обозначением ВКГ-100А, питаемые от двух силовых трансформаторов. Установка позволяет в течение длительного времени поддерживать в контуре выпрямленный ток от 200 до 22 000 а.

Значение тока регулируют изменением как числа включенных агрегатов, так и переменного напряжения, подаваемого с автотрансформатора на питаемые от него выпрямители.

Погрешности ИТПТ определяли по образцовой комбинированной мере сопротивления, составленной из элементов, включаемых в токопровод; номинальный ток каждого элемента меры 2,5 ка, номинальное сопротивление 20 мком.*

Схема установки для определения погрешности ИТПТ (рис. 1) позволяет сравнивать падения напряжения, снимаемые с объединенных потенциальных

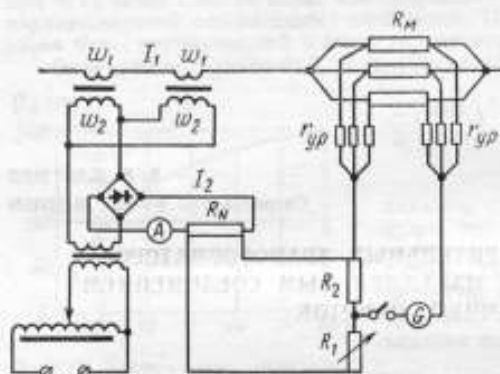


Рис. 1. Принципиальная схема установки для определения погрешности ИТПТ.

заклимов комбинированной меры в первичной цепи ИТПТ и катушки сопротивления, включенной в цепь выпрямленного вторичного тока. При одинаковых номинальных значениях падений напряжения применяли схему уравнивания, показанную на рис. 2.

По определению номинальный коэффициент трансформации k_n ИТПТ с параллельным соединением вторичных обмоток равен

$$k_n = \frac{I_{1n}}{I_{2cp.n}} = \frac{w_2}{2w_1}, \quad (1)$$

а действительное значение коэффициента трансформации k_d определяется как

$$k_d = \frac{I_{1d}}{I_{2cp.d}}. \quad (2)$$

Для схемы, показанной на рис. 1, относительная погрешность коэффициента трансформации определяется выражением

$$\varepsilon = \frac{k_n}{k_d} - 1 = \frac{w_2(R_1 + R_2)R_M}{2R_N R_N} - 1. \quad (3)$$

Здесь R_M — эквивалентное сопротивление комбинированной меры; R_N — сопротивление образцовой катушки в цепи выпрямленного вторичного тока; r — эквивалентное сопротивление n параллельно включенных уравнивательных резисторов; $r = r_{yp}/n$; R_1, R_2 — сопротивления соответственно переменного и постоянного плеч делителя напряжения.

Аналогично для схемы рис. 2 имеем

$$\varepsilon = \frac{w_2 R_1 R_M}{2R_N (R_2 + 2r)} - 1. \quad (4)$$

* Мера рассчитана А. А. Чухланцевым по разработанной им методике [8].

Формула (4) расчета погрешности ИТПТ для схемы рис. 2 справедлива, если выполняется соотношение

$$\frac{R_M}{R_2 + 2r} \leq 10^{-6},$$

тогда ток, потребляемый от комбинированной меры, пренебрежимо мал и практически не влияет на результат измерения.

Были исследованы три образца ИТПТ (табл. 1) с тороидальными сердечниками и параллельной схемой соединения вторичных обмоток. Обмотки на каждом сердечнике состояли из 4 секций, которые соединялись либо параллельно, либо последовательно-параллельно. Благодаря этому удалось практически устранить влияние на работу ИТПТ неоднородности намагничивания сердечников.

Таблица 1

Номинальные токи и токи намагничивания исследуемых трансформаторов

Номер ИТПТ	Материал сердечника	Число витков n_2	Номинальные значения токов, а		Намагничивающий ток $I_{0.2}$, ма [9]
			$I_{1н}$	$I_{зср. н.}$	
1	Холоднокатаная сталь	2400	6 000	5	17
2	» » »	1200	6 000	10	170
3	Пермаллой 80 НХС	6000	15 000	5	1

ИТПТ № 2 имеет разъемные магнитопроводы (тороидальные сердечники, навитые из полосок электротехнической стали и разрезанные на два полукольца после наложения обмоток и заливки эпоксидной смолой), позволяющие монтировать трансформатор, не разбирая шинопровод. Зазоры в стыках составляют несколько микрометров.

Погрешности всех трех трансформаторов определены при токах от 10—20% до 100% номинального и при разных вспомогательных напряжениях. При измерениях пользовались двумя группами элементов упомянутой комбинированной меры сопротивления, рассчитанными на токи 7,5 и 15 ка. Нагрузочные характеристики этих групп таковы, что погрешность их нигде не превышает $\pm 0,02\%$.

Результаты определения погрешности трансформаторов

Зависимость абсолютной погрешности ИТПТ от измеряемого тока и вспомогательного напряжения показана на рис. 3.

Из рисунка видно, что у каждого трансформатора при малых токах зависимость $\Delta I(I_1, U)$ нелинейна; далее, для каждого трансформатора можно найти область токов и вспомогательных напряжений, где абсолютная погрешность линейна или близка к линейной, и для правильно рассчитанного ИТПТ — это область средних и больших (близких к номинальному) токов. При дальнейшем увеличении токов или снижении вспомогательного напряжения наблюдается второй нелинейный участок, для которого характерны быстро возрастающие отрицательные погрешности. Положение и размеры линейного участка существенно зависят от конструкции ИТПТ (размера и материала магнитопроводов, числа витков в обмотках) и от значения вспомогательного напряжения.

Сравнение ИТПТ № 1 и № 2 (рис. 3) показывает, что их погрешности, являясь величинами одинакового порядка, незначительно отличаются друг от друга, и что весьма малые воздушные зазоры в магнитопроводах, таким образом, практически не сказываются на свойствах ИТПТ № 2.

Характеристики трансформатора № 3 были определены при сравнительно невысоком напряжении с учетом техники безопасности, и в результате амплитуда переменной составляющей индукции B_m в сердечниках оказалась недостаточной (при 440 в она вдвое меньше индукции насыщения); вследствие этого кривые погрешности обнаруживают быстрый спад и нелинейность при токах, прибли-

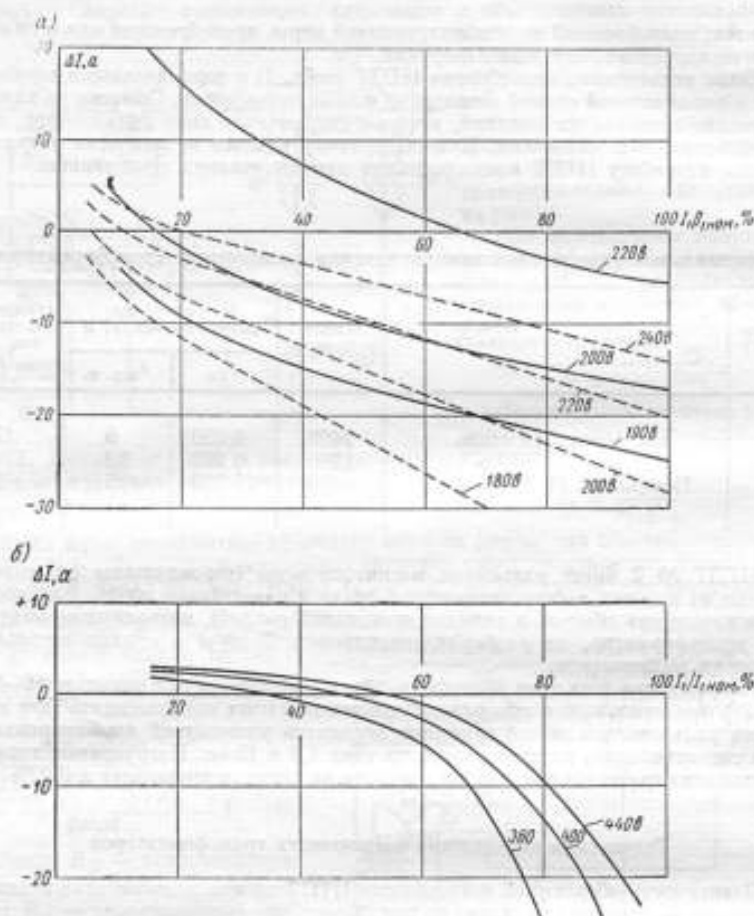


Рис. 3. Зависимость $\Delta I (I/I_{1 \text{ ном}})$: а — для трансформаторов № 1 (штриховые) и № 2 (сплошные линии); б — для трансформатора № 3.

жающихся к номинальному. Для увеличения индукции B_m в сердечниках представляется целесообразным несколько снизить площадь поперечного сечения магнитопроводов, что позволило бы, в свою очередь, снизить погрешности в области токов, близких к номинальному.

Из рис. 3 видно, что зависимость $\Delta I (I, U)$ в практически линейном диапазоне с приведенной выше оговоркой относительно ИТПТ № 3 можно аппроксимировать выражением

$$\Delta I \approx a_0 + a_1 I_1 + a_2 U. \quad (5)$$

Значения коэффициентов a_0, a_1, a_2 определяют методом наименьших квадратов по результатам непосредственного измерения для каждого трансформатора

зависимости абсолютной погрешности от тока и вспомогательного напряжения. Полученные для исследуемых трансформаторов значения коэффициентов a_0 , a_1 , a_2 и их средние квадратические погрешности приведены в табл. 2.

Таблица 2

Значения коэффициентов a_0 , a_1 , a_2
для линейной аппроксимации абсолютной погрешности ΔI
трансформаторов № 1, 2 и 3

Номер трансформатора	a_0	σ_{a_0}	$a_1 \cdot 10^3$	$\sigma_{a_1} \cdot 10^3$	a_2	σ_{a_2}
	a				a/B	
1	-57,5	6,1	-3,67	0,26	0,267	0,040
2	-147,7	9,6	-4,14	0,31	0,758	0,065
3	-8,3	4,2	-0,87	0,14	0,034	0,010

Разделив правую часть выражения (5) на коэффициент трансформации, получим линейный трехчлен, аппроксимирующий зависимость абсолютной погрешности (приведенной ко вторичной цепи ИТПТ) от тока и вспомогательного напряжения:

$$\Delta I_2 \approx a'_0 + a'_1 I_{2cp} + a'_2 U, \quad (6)$$

$$a'_0 = a_0/k_n; \quad a'_1 = a_1; \quad a'_2 = a_2/k_n.$$

Составляющую погрешности $a'_1 I_{2cp}$ можно скорректировать либо введением в номинальный коэффициент трансформации поправки $a_1 k_n$, либо соответствующим изменением числа витков во вторичных обмотках.

Для компенсации двух других составляющих погрешности целесообразно дополнить ИТПТ устройством, дающим соответствующие добавки к вторичному току (рис. 4) или падению напряжения на выходе ИТПТ (рис. 5). Постоянную составляющую абсолютной погрешности вторичного тока a'_0 компенсируют постоянной токовой добавкой (соответствующего знака), источником которой служит цепочка со стабилитроном, питаемая через мостик выпрямителей от вспомогательных обмоток разделительного трансформатора, питающего вторичные обмотки ИТПТ; вторая цепочка, питаемая от других вспомогательных обмоток разделительного трансформатора, дает выпрямленный ток, компенсирующий составляющую погрешности $a'_2 U$. В цепь суммарного (скорректированного) тока могут быть включены как калиброванное сопротивление, так и различные измерительные приборы. Поэтому такой способ компенсации погрешности с одинаковым успехом использован как в рабочих ИТПТ, так и в образцовых трансформаторах.

В схеме, изображенной на рис. 5, используют суммирование не токов, а падений напряжения на калиброванных сопротивлениях, включенных в цепь выпрям-

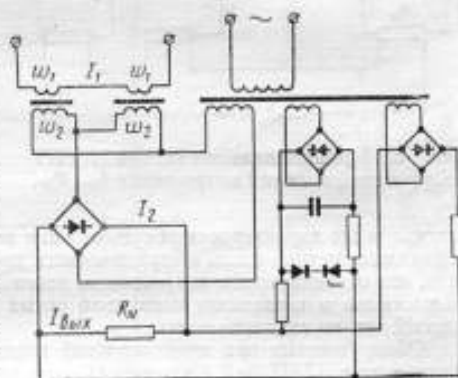


Рис. 4. Принципиальная схема ИТПТ с коррекцией тока I_{2cp} .

ленного вторичного тока и в корректирующие цепочки. Этот способ позволяет применять в корректирующих цепочках диоды и стабилитроны меньшей мощности. Поскольку мощность, снимаемая с потенциальных зажимов калиброванного сопротивления, невелика, то второй способ коррекции применим лишь в образцовых трансформаторах.

На рис. 6 приведены зависимости относительной погрешности в трансформаторах от тока I_1 , при разных напряжениях без корректирующего устройства и с ним. Из рисунков видно, что описываемая схема коррекции погрешности ИТПТ наиболее эффективна для трансформаторов с сердечниками из электротехнической стали.

Весьма ценно, что благодаря корректирующему устройству коэффициент трансформации мало зависит от колебаний питающего напряжения, так, для трансформаторов № 1 и № 2 при увеличении на 10% вспомогательного напряжения

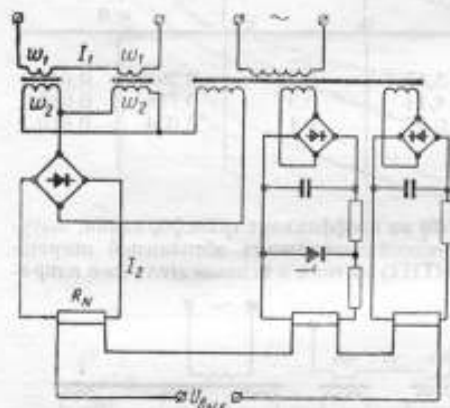


Рис. 5. Принципиальная схема ИТПТ с коррекцией падения напряжения $I_{2cp} R_N$.

и в широком диапазоне токов (от 20 до 100% от номинального) изменение коэффициента трансформации составляет несколько сотых процента. Однако некоторое непостоянство погрешности, обусловленное, по-видимому, нагревом магнитопроводов во время работы, все же наблюдается. Дело в том, что потери на перемагничивание в электротехнической стали существенно больше, чем в пермаллое. Вариация погрешности у ИТПТ № 1 достигает, например, $\pm 0,05$. Предварительный нагрев трансформатора номинальными токами значительно уменьшает эту вариацию.

Для трансформатора № 3 описываемый способ коррекции погрешности оказался менее эффективным, так как трансформатор исследовали, при недостаточных вспомогательных напряжениях, т. е. в области, где его характеристики существенно нелинейны и где линейная их аппроксимация допустима лишь в ограниченных пределах. Вместе с тем следует отметить, что относительная погрешность этого ИТПТ мало зависит от питающего напряжения и составляет несколько сотых долей процента, если только измеряемый ток не слишком велик.

Обнаруженные при неоднократной проверке на протяжении ряда лет малые погрешности ИТПТ № 3 и их стабильность во времени свидетельствуют о возможности аттестовать его как образцовое измерительное устройство для проверки шунтов и ИТПТ.

Пермалловые сердечники этого трансформатора окончательно отжигали в атмосфере водорода. Есть основание предполагать, что применение вакуумного отжига должно привести к дополнительному снижению погрешности трансформатора.

Успешная коррекция погрешности у трансформаторов с сердечниками из холоднокатаной стали в свою очередь позволяет, с одной стороны, получить точные измерительные устройства с расширенным диапазоном, для изготовления которых не потребуются дефицитные сплавы типа пермаллой, и, с другой стороны, позволяет также поставить вопрос об использовании подобных устройств как образцовых. Особый интерес в этом отношении представляет трансформатор с разъемными магнитопроводами, применение которого как образцового существенно упростит проверку шунтов и ИТПТ, даст возможность поверять эти устройства в условиях эксплуатации.

Изложенный метод аппроксимации и коррекции погрешности ИТПТ отличается от других, известных методов, тем, что

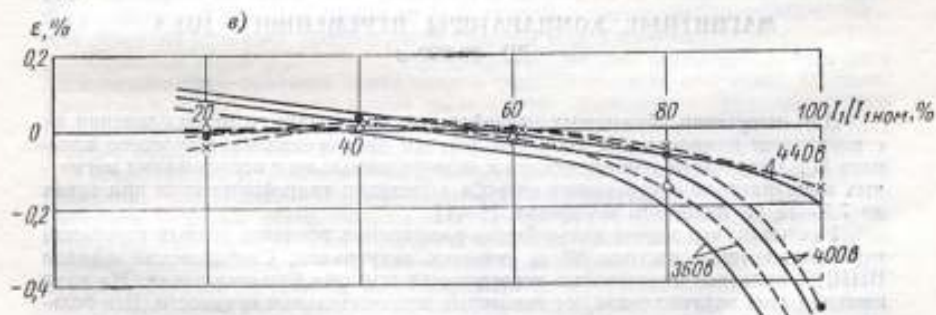
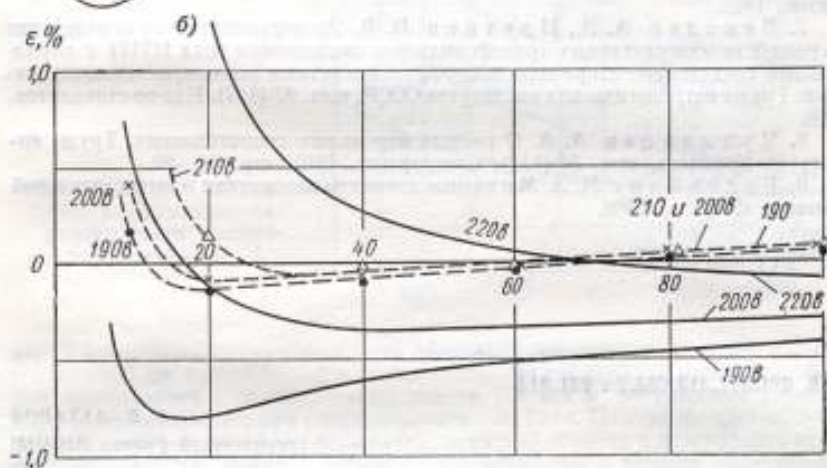
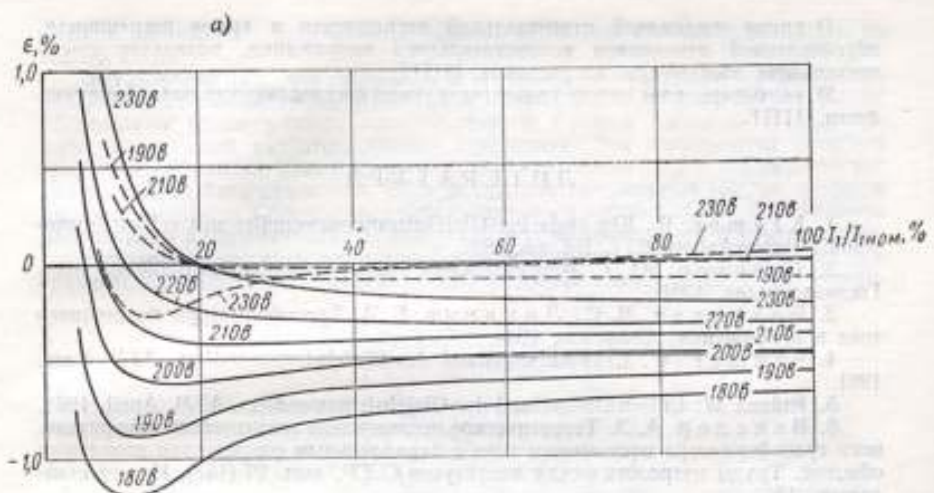


Рис. 6. Зависимость $\epsilon (I_1/I_{ном})$ для трансформаторов без компенсации (сплошные) и с компенсацией погрешности (штриховые линии): а — для трансформатора № 1; б — для трансформатора № 2; в — для трансформатора № 3.

1) кроме постоянной относительной погрешности и кроме погрешности, обусловленной изменением вспомогательного напряжения, позволяет учесть постоянную абсолютную погрешность ИТПТ;

2) учитывает связь между указанными тремя составляющими полной погрешности ИТПТ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Krämer W. Ein einfacher Gleichstrommesswandler mit echten Stromwandlereigenschaften. ETZ, Bd. 58, 1937.

2. Голстов Ю. Г. Измерительные трансформаторы постоянного тока. Госэнергоиздат, 1951.

3. Белицкая М. С., Лиманов Е. А. Трансформаторы постоянного тока и напряжения. «Энергия», 1964.

4. Krämer W. Entwicklungsstand des Gleichstromwandlers. ATM, März, 1961.

5. Krämer W. Entwicklungsstand des Gleichstromwandlers, ATM, April, 1961.

6. Векслер А. З. Теоретическое исследование погрешности измерительного трансформатора постоянного тока с параллельным соединением вторичных обмоток. Труды метрологических институтов СССР, вып. 97 (157), Изд-во стандартов, 1968.

7. Векслер А. З., Плетнев В. В. Экспериментальное определение погрешности измерительных трансформаторов постоянного тока ИТПТ с параллельным соединением вторичных обмоток по магнитным характеристикам сердечника. Труды метрологических институтов СССР, вып. 97 (157). Изд-во стандартов, 1968.

8. Чухланцев А. А. О расчете мер малого сопротивления. Труды институтов Комитета, вып. 52 (112), Стандартгиз, 1961, стр. 56—60.

9. Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. «Наука», 1966.

Поступила в редакцию
5/VI 1969 г.

УДК 621.317.312.082.7 : 621.314

Б. В. ЗАХАРОВ

Свердловский филиал ВНИИМ

МАГНИТНЫЕ КОМПАРАТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

ДО 30 000 а

Для аттестации образцовых трансформаторов предложен метод сличения их с магнитным компаратором тока при помощи дифференциально-нулевого аппарата [1]. Результаты теоретического и экспериментального исследования магнитных компараторов и указанного способа аттестации трансформаторов при токах до 7,5—15 кА изложены в работах [1—4].

Учитывая, что задача дальнейшего расширения пределов точных измерений переменных токов частоты 50 гц остается актуальной, Свердловский филиал ВНИИМ произвел аналогичные исследования при еще больших токах. На пути решения этой задачи возникают некоторые дополнительные трудности. Все большее значение приобретают потоки рассеяния в сердечнике компаратора и характеристики материала магнитопровода. С увеличением номинального первичного тока и, следовательно, числа витков компенсационной обмотки заметно увеличивается ее активное и индуктивное сопротивления, а также эквивалентная

емкость на зажимах. Затрудняется намотка вторичной обмотки с точностью до одного витка.

Установлено [2], что токовая f_s и угловая δ_s погрешности торондального одновиткового компаратора, вызываемые влиянием внешних магнитных полей, обусловлены асимметричным намагничиванием потоком рассеяния и нелинейными магнитными характеристиками сердечника. Эти погрешности остаются сравнительно малыми, пока индукция в одной из половин сердечника не достигнет колена кривой намагничивания. Если не принять специальных мер, то, согласно расчетам по методу и формулам, опубликованным в работе [3], индукции в месте наибольшего намагничивания компаратора при включении его в контур относительно небольших размеров могут возрасти до насыщения материала уже при сравнительно небольших токах. Это подтверждается и экспериментально. Напри-

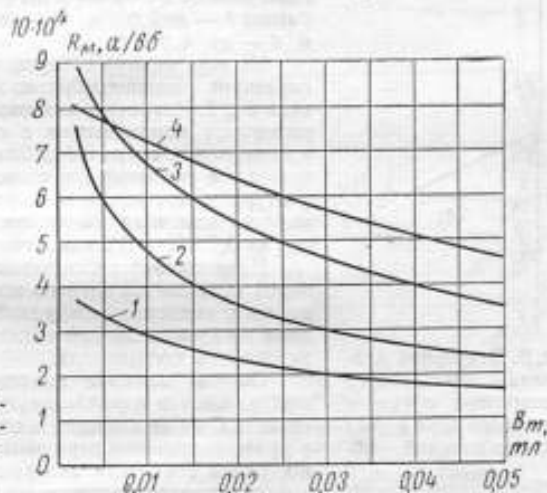


Рис. 1. Магнитные характеристики компараторов тока 1—4.

мер, у компаратора с сердечником из пермаллоя (внешний диаметр 284 мм, внутренний 238 мм, высота 50 мм) и последовательной равномерной вторичной обмоткой, включенной в прямоугольный контур $1 \times 0,3$ м, погрешности начинают значительно возрастать при токе приблизительно 10 кА. По этой же причине в случае резко эксцентричной укладки витка первичной обмотки в центральном отверстии компаратора, особенно в сочетании с близостью к тороиду значительных ферромагнитных масс, погрешности компаратора с несекционированной вторичной обмоткой начинают заметно расти уже при токе в 2—3 кА.

Основной мерой ограничения индукции в сердечнике компараторов большого переменного тока является параллельное секционирование вторичной обмотки. Кроме того, поток рассеяния можно снизить дополнительно за счет рационального выбора размеров сердечника, согласно работе [3], и применения для конструктивного оформления компараторов исключительно немагнитных материалов.

Измерениями установлено, что при токах до 30 кА у компараторов с четырьмя секциями, соединяемыми параллельно или последовательно-параллельно, под влиянием внешних полей напряженностью до 20 000 а/м (контуров размером порядка $1 \times 0,5$ м) индукцию в сердечнике можно уменьшить до 0,35 тл. Таким образом, погрешности f_s и δ_s можно свести к значениям, меньшим 0,002% и 0,1 мин [2], если изготовить магнитопроводы из пермаллоя.

Стабильность погрешностей магнитного компаратора с центральным отверстием и одним сквозным первичным витком можно существенно повысить, подобрав сердечник с достаточно высокой линейностью магнитных характеристик.

На рис. 1. приведены зависимости действительной составляющей комплексного магнитного сопротивления от амплитуды индукции $R_{ш} = f[B_m]$ в области

до 0,05 мА для четырех компараторов на номинальный коэффициент трансформации 15 000 а/5 а. Число витков четырех секций вторичной обмотки, включаемых последовательно-параллельно, у всех компараторов равняется номинальному. Практически компараторы отличались лишь качеством материала сердечника, что и показано на рис. 1. Токовая погрешность трансформатора была определена сравнением с каждым из компараторов при токе 10% от номинального в контуре 1×0,5 м. Положение трансформатора относительно шин контура, а следовательно, и его погрешность оставались практически неизменными. Компараторы смещали относительно сквозного провода в поперечном направлении в пределах до 5—8 см от центрального положения. По шкале токовой погрешности дифференциального аппарата АИТ для каждого компаратора было сделано по несколько отсчетов в различных его положениях. Различия в отсчетах составляло: у компаратора 1 — до 0,001%, 2 — до 0,020%, 3 — до 0,010% и 4 — до 0,002%.

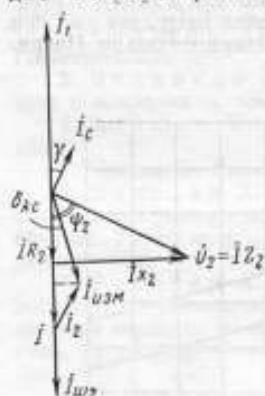


Рис. 2. Векторная диаграмма магнитного компаратора с учетом емкостного тока в цепи компенсационной обмотки.

с учетом I_C . На ней \dot{U}_2 — напряжение на зажимах компенсационной обмотки с числом витков ω_2 ; R_2 , x_2 и Z_2 — активное, индуктивное и полное сопротивления вторичной обмотки, ψ_2 — угол сдвига по фазе между \dot{U}_2 и током вторичной обмотки \dot{I}_2 , γ — угол сдвига по фазе между \dot{I}_C и первичным током \dot{I}_1 , $\delta_{кС}$ — угловая погрешность компаратора, вызываемая емкостным током, $I_{изм}$ — ток, проходящий через дифференциальный аппарат.

Из векторной диаграммы с достаточной для практики точностью видно, что погрешность тока компаратора, вызываемая емкостным током, равна

$$I_{кС} = -\frac{I_C \cos \gamma}{I} = -\frac{U_2 \omega C}{I} \sin \psi_2 = -\omega C x_2 \cdot 10^2 \%, \quad (1)$$

где ω — угловая частота тока.

Аналогично

$$\delta_{кС} = \frac{I_C \sin \gamma}{I} = \frac{U_2 \omega C}{I} \cos \psi_2 = \omega C R_2 \cdot 3440 \text{ мин.} \quad (2)$$

Расчет и опыт показывают, что у компараторов на номинальные токи до 30 кА при выполнении коэффициентов до 12 кА/5 а по параллельной схеме, а до 30 кА/5 а — по последовательно-параллельной C находится в пределах соответственно до $(2,5-10) \cdot 10^{-8} \phi$, R_2 — не более 6—24 ом, а x_2 — отрицательно и достигает 5—20 ом.

В результате, согласно выражениям (1) и (2), $I_{кС}$ и $\delta_{кС}$ не превышают +0,002% и +0,1 мин.

Необходимое компенсирующее напряжение на вторичной обмотке компаратора

$$U_K \approx U_2 = IZ = I \sqrt{R_2^2 + x_2^2}$$

Легко подсчитать, что при первичных токах до 30 кА U_K не превышает 160 в. В случае отклонения числа витков w_2 от номинального числа витков вторичной обмотки $w_{2н}$ у компаратора с одним сквозным проводом появляется погрешность

$$\Delta w = \frac{w_{2н} - w_2}{w_2} \cdot 10^3 \% \quad (3)$$

Из выражения (3) следует, что для номинальных токов от 5 до 30 кА при ошибке в один виток $f_{кв}$ составляет соответственно 0,1—0,017%.

При параллельном секционировании для исключения $f_{кв}$ условие $w_2 = w_{2н}$ необходимо дополнить требованием равенства числа витков всех секций, включаемых параллельно, так как таким путем легче всего осуществить равенство эквивалентного числа витков секционированной обмотки некоторому целому числу.

В Свердловском филиале ВНИИМ разработана методика определения числа витков секций компаратора большого тока с точностью до одного витка. Ошибки при намотке, как показала практика, могут быть сведены к 1—2 виткам. Недостаток или излишек витков необходимо устранить. У внутренних ступеней секций этого достигают доможкой в необходимом направлении соответствующего числа витков поверх торонда.

Как показали расчеты по формулам работы [1], максимальные погрешности от неполной компенсации магнитного потока в сердечнике у компараторов до 30 кА при наиболее неблагоприятной нагрузке по первичному току (10% от номинального) не превышают 0,005% и 0,1 мин даже в случае понижения чувствительности вибрационного гальванометра в цепи индикаторной обмотки до $0,5 \cdot 10^3$ дел/в.

Отклонения частоты в сети от номинальной 50 Гц, не превышающие по нормам 1%, согласно оценке на основании соотношений приведенных в работах [1] и [5], пренебрежимо мало влияют на погрешности магнитного компаратора.

Поскольку для измерений применяют резонансные гальванометры, настроенные на первую гармонику тока, были оценены погрешности компараторов от влияния несинусоидальности первичного тока. Расчеты по формулам Парка [6] показывают, что для коэффициента нелинейных искажений в сети первичного тока до 5% указанные погрешности при аттестации по первой гармонике трансформаторов класса 0,1 и выше пренебрежимо малы.

Токовая и угловая погрешности дифференциальных аппаратов на шкале максимальной чувствительности не превышают 0,003% и 0,3 мин у аппарата АИТ и 0,001% и 0,1 мин у аппаратов П502 и Р599.

Погрешности аттестации трансформаторов методом компаратора при токах до 30 кА были исследованы экспериментально путем непосредственного сличения компаратора с группой трансформаторов, включенных по способу суммирования [4], а также сравнением данных расчета погрешностей трансформаторов

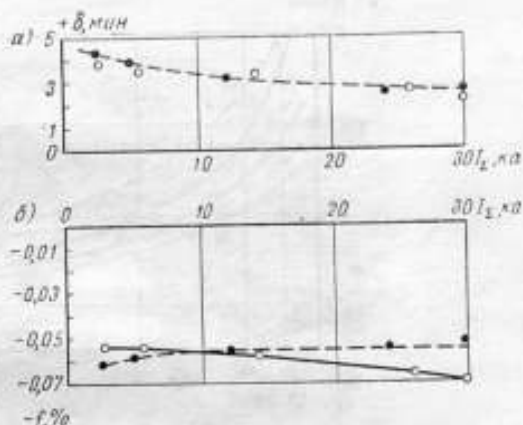


Рис. 3. График погрешностей группы на 24 кА из двух трансформаторов тока.

Штриховые линии — расчетные данные, сплошные — экспериментальные.

с результатами определения погрешности каждого трансформатора методом компаратора

На рис. 3 приведены данные расчета погрешностей группы, составленной из двух трансформаторов тока на 12 кА с сердечниками из стали Э320 с общим коэффициентом трансформации 24 кА/5 А, и определения погрешностей этой группы сличением с компаратором на 24 кА. Вторичные обмотки всех приборов соединяли по последовательно-параллельной схеме. Измерения производили аппаратом АИТ в контуре 0,85×0,4 м.

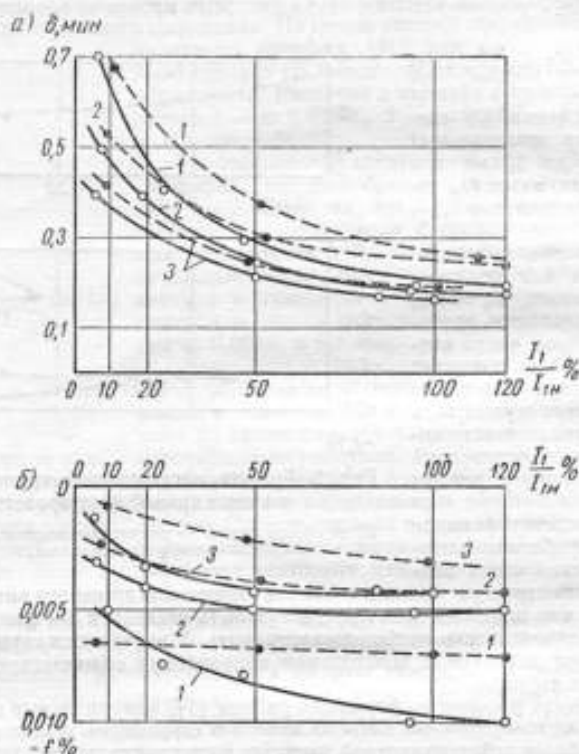


Рис. 4. График погрешностей трансформатора тока до 25 кА при первичных номинальных токах 15 (кривые 1), 20 (кривые 2) и 25 кА (кривые 3).

Штриховые линии — расчетные данные, сплошные — экспериментальные.

Отдельные трансформаторы группы были предварительно поверены по компаратору на 12 кА. Из рис. 3 видно, что расхождения результатов при первичном токе в неразветвленной цепи I_2 до 30 кА не превышали 0,017% и 0,5 мин. При этом общие погрешности метода суммирования для данного случая были в пределах 0,02% и 1 мин, т. е. указанные расхождения вызваны, главным образом, погрешностями группы трансформаторов тока.

На рис. 4 приведены результаты определения погрешностей трансформатора с сердечником из пермаллоя 79НМА и параллельным секционированием вторичной обмотки при коэффициентах 15 000/5, 20 000/5 и 25 000/5. Погрешности определяли расчетом и сличением с компаратором на те же токи. Измерения при

этом производили при помощи аппарата АИТ при сопротивлении нагрузки 1,2 ом и $\cos \varphi = 0,8$. Из рис. 4 видно, что расхождения опытных и расчетных данных не превышают 0,003% и 0,1 мин.

В Свердловском филиале ВНИИМ изготовлено несколько магнитных компараторов на номинальные первичные токи от 3 до 30 ка. Номинальный вторичный ток у всех компараторов равен 5 а.

На рис. 5 представлен внешний вид магнитного компаратора на номинальные токи от 5 до 30 ка. Магнитопровод компаратора (внешний диаметр 280 мм, внутренний 240 мм, высота 50 мм) намотан пермаллоевой лентой толщиной 0,3 мм,

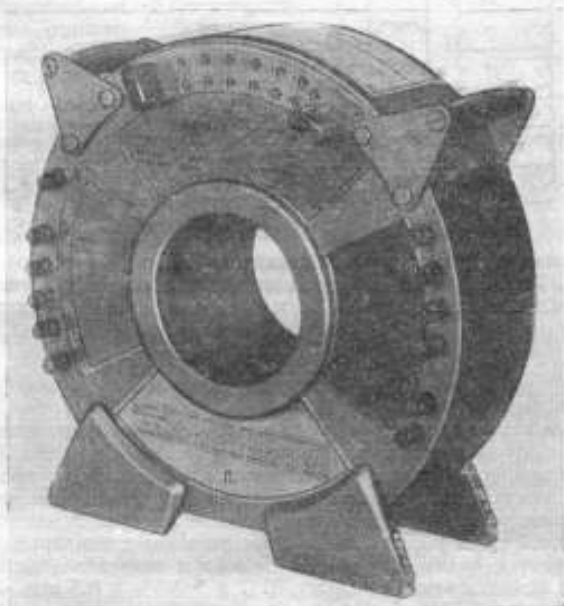


Рис. 5. Магнитный компаратор переменного тока на номинальные токи от 5 до 30 ка.

отожжен и для предохранения от механических воздействий обмотки помещен в латунную обойму. Чтобы виток не получился короткозамкнутым, одна из сторон обмотки после укладки в нее магнитопровода закрыта кольцом из текстолита толщиной 2 мм. На изолированный лентой из лакоткани сердечник намотаны сначала индикаторная обмотка, а поверх нее — вторичная. Индикаторная обмотка состоит из 8 секций по 100 витков, соединенных параллельно. Каждая секция на соответствующей ей восьмой части окружности сердечника намотана тонким проводом равномерно и симметрично относительно середины участка. Вторичная обмотка состоит из четырех, практически одинаковых, секций, каждая из которых равномерно намотана проводом ПЭВ-2 диаметром 0,8 мм на соответствующей ей четверти окружности магнитопровода. Ряд стандартных коэффициентов преобразования в указанном диапазоне номинальных токов обеспечивается отводами у каждой секции от необходимой части ее витков. Число витков указано на принципиальной схеме обмоток компаратора (рис. 6). Пределы первичного номинального тока от 5 до 12 ка обеспечиваются параллельной схемой, а от 15 до 30 ка — последовательно-параллельной. Необходимые коэффициент преобразования и

схема создается замыканием гнезд на лицевой панели при помощи двух проводящих вылок с пружинными контактами и подключения внешней цепи к соответствующим зажимам.

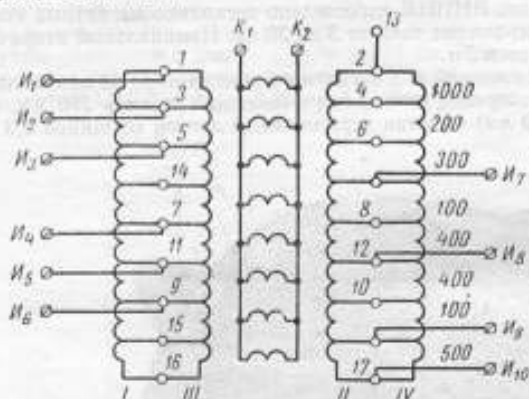


Рис. 6. Принципиальная схема обмоток магнитного компаратора на номинальные токи от 5 до 30 ка.

I—IV — секции, 1—17 — замыкаемые гнезда, I_1 — I_{10} — зажимы, K_1 и K_2 — концы.

Габаритные размеры компаратора: диаметр 430 мм, размер по оси сквозного штифтового отверстия 170 мм, диаметр центрального отверстия 145 мм, вес 36 кг. Номинальное напряжение компаратора 0,5 кВ, режим включения — повторно-кратковременный.

Заключение

Магнитные компараторы переменного тока 50 гц на номинальные токи от 5 до 30 ка с магнитопроводом из пермаллоя марок 79НМА и 80НХС и четырьмя секциями на вторичной обмотке, соединяемыми параллельно или последовательно-параллельно, могут быть успешно применены для аттестации многоамперных образцовых трансформаторов. При этом погрешности определения токовой и угловой погрешностей трансформаторов методом сличения с компаратором по дифференциально-нулевой схеме могут быть сведены к значениям, меньшим 0,008% и 0,5 мин при использовании аппарата АИТ и 0,005% и 0,3 мин — при использовании аппаратов П502 и Р599.

ЛИТЕРАТУРА

1. Векслер А. З., Захаров Б. В. Применение магнитного компаратора для проверки измерительных трансформаторов переменного тока. Труды институтов Госкомитета стандартов, вып. 74 (134), Стандартгиз, 1963, стр. 136.
2. Захаров Б. В. Погрешности магнитного компаратора. Новые научно-исследовательские работы по метрологии, № 4, Изд-во стандартов, 1964, стр. 23.
3. Захаров Б. В. Расчет намагничивания ферромагнитных колец внешнего поля. «Электричество», 1965, № 4, стр. 74.
4. Захаров Б. В. Измерение больших переменных токов методом параллельного включения измерительных трансформаторов. Труды институтов Комитета стандартов, вып. 67 (127), Стандартгиз, 1962, стр. 65.
5. Нестеренко А. Д. Основы расчета электроизмерительных схем уравновешивания. Госэнергоиздат, 1960.
6. Park I. H. Fehlergrößen des Stromwandlers. Einfluß der Wellenform des Primärstromes. ATM. Z 22-1, L. 89, November, 1938.

Поступила в редакцию
22/IV 1968 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
Д. И. Антонова. Образцовые меры тока на основе ионизационной камеры	5
В. Л. Жутовский. Анализ погрешностей переходных мер большого электрического сопротивления	10
Е. С. Павленко, А. М. Чернов, В. П. Шигорин. Переходные меры электрического сопротивления 10^4 — 10^9 ом	18
В. В. Кухарь. Сплавы электрического сопротивления	28
В. Л. Жутовский, А. М. Теплинский. Погрешности от нестационарных процессов в мостах для измерений высокоомных сопротивлений	36
П. Н. Горюнов, И. В. Хахамов. Анализ погрешностей образцовой установки для исследования кремниевых стабилитронов	42
П. Н. Горюнов, В. М. Шишкин. Электрические, тепловые и временные характеристики термокомпенсированных стабилитронов типа Д818	48
А. Я. Безикович, Т. И. Грудинина, С. П. Эскин. Источник опорного напряжения для компенсационных измерительных систем постоянного тока	58
Е. К. Вессо-Адо, Т. Б. Рождественская. Пути повышения точности потенциометров для расширенного диапазона измерения э. д. с. постоянного тока	63
Е. А. Тронцкий. Влияние корректирующих цепей на порог чувствительности и флуктуации показаний гальванометров	69
Е. К. Дранишникова, Г. И. Савина. О поверке цифровых вольтметров постоянного тока высокой точности	79
Т. М. Гущина, М. Д. Клионский. Методы термокомпенсации образцовых цилиндрических конденсаторов	83
К. С. Израилов. Метод расчета емкости измерительного конденсатора с учетом деформации обкладки	93
А. В. Воробьев, Л. В. Налбандов. Точный делитель высокого постоянного напряжения для измерения постоянной Керра	107
В. М. Байков, О. П. Галахова. Оценка погрешностей резисторных делителей напряжения в звуковом диапазоне частот	112
В. М. Байков, Т. Б. Рождественская. Принципы построения трансформаторных делителей напряжения высокой точности в широком диапазоне частот	118
	167

В. М. Байков, Т. Б. Рождественская. Методы аттестации трансформаторных делителей напряжения высокой точности	123
В. М. Байков. Трансформаторный делитель напряжения высокой точности	131
М. С. Беляева, О. П. Галахова, И. В. Короткова. Термоэлектрический компаратор типа КТЭМ-1 для измерения малых значений тока, напряжения и мощности	140
Р. Ф. Акнаев. Частотные погрешности коаксиальных термоэлектрических преобразователей напряжения	148
В. В. Плетнев. Исследование измерительных трансформаторов постоянного тока с параллельным соединением вторичных обмоток	153
Б. В. Захаров. Магнитные компараторы переменного тока до 30 000 а	160

РЕФЕРАТЫ СТАТЕЙ, ОПУБЛИКОВАННЫХ В СБОРНИКЕ

УДК 621.311.029.4 : 621.317.71.089.6

ОБРАЗЦОВЫЕ МЕРЫ ТОКА НА ОСНОВЕ ИОНИЗАЦИОННОЙ КАМЕРЫ

Д. И. Антонова

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г., стр. 5—9.

В статье описаны меры малого тока, применяемые для поверок приборов, измеряющих малые постоянные токи. Меры основаны на использовании изотопа ^{239}Pu .

Приведены результаты наблюдения за стабильностью мер тока с номинальным значением 10^{-10}A и погрешностью 0,5%.

Иллюстраций 7, библиографий 5.

УДК 621.317.33.088

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПЕРЕХОДНЫХ МЕР БОЛЬШОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

В. Л. Жумоевский

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г., стр. 10—18.

В статье проводится анализ погрешностей переходных мер большого электрического сопротивления. Основное внимание уделено анализу погрешностей, обусловленных токами утечки. Описаны переходные меры большого сопротивления типа МСПГ-1 и МСПГ-7 и МСГ, созданные во ВНИИМ.

Таблиц 1, иллюстраций 3, библиографий 4.

УДК 621.317.33 : 689.6

ПЕРЕХОДНЫЕ МЕРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ 10^4 — 10^8 Ом

Е. С. Павленко, А. М. Чернов, В. П. Шигорин

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г., стр. 19—28.

В статье дано описание переходных мер Р4080—Р4083 и рекомендации о возможности их использования для передачи верных значений единицы электрического сопротивления от эталонов и образцовых мер 10^4 и 10^8 Ом эталонным и образцовым мерам 10^4 — 10^8 Ом.

Таблиц 2, иллюстраций 10, библиографий 5.

УДК 621.317.33 : 689

СПЛАВЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

В. В. Кукарю

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г., стр. 28—35.

В статье рассмотрены основные теоретические положения легирования и термической обработки сплавов электрического сопротивления типа «манганин», приведены их составы и свойства.

Таблиц 1, иллюстраций 4, библиографий 38.

**ПОГРЕШНОСТИ ОТ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПРОЦЕССОВ
В МОСТАХ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВЫСОКООМНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ**

В. Л. Жутковский, А. М. Теплинский

**ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 35—42.**

В статье рассмотрена методика измерения, позволяющая устранить влияние поляризационных токов диэлектриков на нестационарные процессы в мостах для измерений высокоомных сопротивлений. Получены формулы для определения погрешности от неустраненных паразитных емкостей мостовой цепи. Верхний предел моста при измерении сопротивлений лежит на уровне 10^{16} ом.

Выведено выражение для определения времени нестационарного процесса в высокоомных переходных мерах сопротивления. Иллюстраций 7, библиографий 8.

**АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ОБРАЗЦОВОЙ УСТАНОВКИ
ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ КРЕМНИЕВЫХ СТАБИЛИТРОНОВ**

П. Н. Горюнов, И. В. Хахамов

**ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 42—48.**

В статье приведен анализ погрешностей образцовой установки для исследования прецизионных кремниевых стабилитронов, разработанной во ВНИИМ.

Проанализированы 19 составляющих погрешности измерения напряжения стабилизации. Вычислена суммарная погрешность как композиция этих составляющих в предположении, что составляющие распределены равномерно.

Показано, что среднее квадратическое значение суммарной погрешности измерения напряжения стабилизации равно $1,7 \cdot 10^{-4}$, а предельная погрешность измерения температурного коэффициента напряжения не превосходит 10^{-6} .

Таблиц 1, иллюстраций 2, библиографий 5.

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ, ТЕПЛОВЫЕ И ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
ТЕРМОКОМПЕНСИРОВАННЫХ СТАБИЛИТРОНОВ ТИПА Д818**

П. Н. Горюнов, В. М. Шашкин

**ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 48—58.**

При использовании в образцовых мерах напряжения стабилитроны работают в условиях небольших изменений рабочего тока и температуры. В этом случае нестабильность выходного напряжения меры выражается простым математическим уравнением. Анализ этого уравнения показывает, что для образцовой меры напряжения с нестабильностью 0,001% достаточно стабилизировать оптимальный ток с 0,01%, а температуру до 1°C . Временная нестабильность выходного напряжения не должна превышать 100 мкВ в год. В статье показывается возможность определения температурного коэффициента и оптимального рабочего тока без проведения тепловых испытаний и возможность выбора оптимального режима теплопередачи от корпуса стабилитрона к окружающей среде.

Экспериментальные исследования временных характеристик в диапазоне частот 0—20 кГц показывают, что величина случайных колебаний выходного напряжения составляет 30—40 мкВ. Схемным решением величину этих колебаний можно уменьшить в 2—3 раза.

В статье излагается также уточненная методика выбора стабилитронов для образцовых мер напряжения.

Иллюстраций 8, библиографий 13.

ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

А. Я. Безилов, Т. Н. Грудина, С. П. Эскан

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 58—63.

Дано краткое описание принципиальной схемы и конструкции высокостабильного источника опорного напряжения, предназначенного для компенсационных измерительных систем постоянного тока.

Источник обеспечивает при работе на постоянную нагрузку нестабильность опорного напряжения за длительное время в пределах $\pm 0,002\%$ при токах нагрузки до 5 мА.

Приведены результаты экспериментального исследования источника.

Таблиц 1, иллюстраций 4, библиографий 4.

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПОТЕНЦИОМЕТРОВ ДЛЯ РАСШИРЕННОГО ДИАПАЗОНА ИЗМЕРЕНИЯ Э. Д. С. ПОСТОЯННОГО ТОКА

Е. К. Вессо-Адо, Т. Б. Рождественская

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 63—69.

В статье рассматриваются возможности повышения точности компенсаторов с расширенным диапазоном измерений э. д. с. (до 19 в), использованные ранее в компенсаторах на меньшие пределы измерений, и приводятся результаты экспериментальной проверки опытных образцов.

Иллюстраций 1, библиографий 5.

ВЛИЯНИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЦЕПЕЙ НА ПОРОГ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ И ФЛУКТУАЦИИ ПОКАЗАНИЙ ГАЛЬВАНОМЕТРОВ

Е. А. Троицкий

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 69—79.

В статье рассматривается гальванометр с корректирующими цепями, изменяющими коэффициент успокоения и удельный противодействующий момент. Проанализирована зависимость пороговой чувствительности и флуктуации показаний гальванометра от значений спектральной плотности шума и параметров элементов корректирующих цепей.

Получены выражения для области значения параметров элементов корректирующих цепей, в которой влияние их шума на исследуемые характеристики незначительно по сравнению с собственно шумами гальванометра.

Расчетом доказана целесообразность изменения коэффициента успокоения гальванометра корректирующей цепью и приведены выражения для оптимальных значений параметров ее элементов. Результаты статьи иллюстрируются примером.

Иллюстраций 4, библиографий 4.

**О ПОВЕРКЕ ЦИФРОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА
ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ**

Е. К. Дранишников, Г. Н. Савина

*ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 79—83.*

В статье приведены основные технические характеристики наиболее точных цифровых вольтметров постоянного тока, выпускаемых отечественной и зарубежной промышленностью.

Рассмотрена методика и аппаратура для поверки цифровых вольтметров высоких классов точности (0,01—0,001).

Приведен метод, основанный на применении нового компенсатора типа ПВ-9 в качестве калибратора напряжения постоянного тока при поверке указанных цифровых вольтметров.

Таблиц 1, библиографий 2.

**МЕТОДЫ ТЕРМОКОМПЕНСАЦИИ ОБРАЗЦОВЫХ
ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ КОНДЕНСАТОРОВ**

Т. М. Гущина, М. Д. Каионский

*ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 83—88.*

Рассматриваются теоретические положения термокомпенсации цилиндрических конденсаторов. Приводятся обзор известных методов. Предложен способ термокомпенсации многоэлектродных конденсаторов. Приводятся экспериментальные результаты исследования образцовых цилиндрических термокомпенсированных мер емкости 1, 10, 100 пФ.

Таблиц 4, иллюстраций 4, библиографий 5.

**МЕТОД РАСЧЕТА ЕМКОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОНДЕНСАТОРА
С УЧЕТОМ ДЕФОРМАЦИИ ОБКЛАДКИ**

К. С. Израилов

*ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 93—107.*

Электрические конденсаторы широко применяют в эталонной измерительной аппаратуре в качестве емкостных преобразователей изменения различных физических величин (температуры, давления и т. д.).

Расчет емкости измерительных конденсаторов, у которых обкладки подвержены наибольшей деформации во времени, может быть выполнен достаточно строго при правильном выборе оптимальных условий работы. В статье сформулированы эти условия и предлагается расчет методом разложения потенциала электрического поля конденсатора в ряд по малому параметру, характеризующему деформацию. На этой основе выведена формула для емкости измерительного конденсатора, содержащая поправки, учитывающие влияние деформации из-за вибраций обкладки в виде проводящей тяжелой жидкости. Анализ формулы показывает, что при оптимальных параметрах конденсатора погрешность определения емкости не превысит допустимого значения.

Библиографий 9.

ТОЧНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ ВЫСОКОГО ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННОЙ КЕРРА

А. В. Воробьев, Л. В. Назбандов

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 107—112.

В работе представлен опыт разработки и исследования характеристик прецизионного делителя высокого напряжения на базе серийно выпускаемых резисторов типа МВСГ-1. Погрешность делителя при измерении напряжения до 20 кВ составляет $\pm 0,002\%$. Предназначенный для измерения постоянной Керра, он может быть использован и при других электрических измерениях с целью расширения пределов измерения компенсаторов класса 0,001, например, типа Р345.

Иллюстраций 3, библиографий 7.

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТЕЙ РЕЗИСТОРНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ В ЗВУКОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

В. М. Байков, О. П. Гаахова

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 112—117.

В статье описан метод оценки частотных погрешностей резисторных делителей в звуковом диапазоне частот путем определения разности постоянных времени плеч делителя. Дается теоретический анализ погрешностей метода и результаты экспериментальной проверки разработанного резисторного делителя. Описанный метод позволяет поверять делителя с амплитудно-частотной погрешностью 0,01—0,001% и фазо-частотной погрешностью (2—3)°.

Таблиц 2, иллюстраций 2, библиографий 2.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

В. М. Байков, Т. В. Рождественская

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г., стр.
118—123.

В статье описаны два метода снижения частотной погрешности трансформаторных делителей напряжения. Первый метод заключается в компенсации частотной погрешности делителя при помощи конденсаторов, включаемых параллельно его секциям, и может быть применен в диапазоне частот от 20 эд до 20—100 кГц. Второй метод заключается в построении трансформаторных делителей по двучной системе и позволяет создать делители высокой точности в диапазоне частот до 1—10 МГц.

Иллюстраций 6, библиографий 2.

МЕТОДЫ АТТЕСТАЦИИ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ

В. М. Байков, Т. Б. Рождественская

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР, ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 123—131.

В статье дается анализ двух методов поверки точных трансформаторных делителей напряжения, разработанных и исследованных во ВНИИМ. Методы основаны на использовании мостовой цепи и вспомогательных, стабильных во времени, делителей напряжения. В качестве вспомогательного делителя применяются стабильные меры сопротивления (первый метод) или трансформаторный делитель напряжения, построенный по двоичному коду (второй метод). Рассматриваются условия, при которых погрешность метода может быть получена порядка 10^{-7} — 10^{-8} .

Иллюстраций 3, библиографий 4.

ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ

В. М. Байков

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР, ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 131—140.

В статье приведено описание опытного трансформаторного делителя напряжения высокой точности, проанализированы его погрешности, даны практический их расчет и результаты экспериментальной поверки делителя. Точность делителя значительно превышает точность известных резисторных делителей.

Таблиц 4, иллюстраций 7, библиографий 3.

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ КОМПАРАТОР ТИПА КТЭМ-1 ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ ЗНАЧЕНИЙ ТОКА, НАПРЯЖЕНИЯ И МОЩНОСТИ

М. С. Беллева, О. П. Гаахова, И. В. Короткова

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР, ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 140—148.

В статье приведено описание схемы, конструктивных особенностей и данных экспериментальных исследований термоэлектрического компаратора типа КТЭМ-1, применяемого для поверки выпускаемых промышленностью миллиамперметров, милливольтметров и миллизаттметров в диапазоне частот 40 Гц — 20 кГц.

Таблиц 3, иллюстраций 4, библиографий 7.

ЧАСТОТНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ КОАКСИАЛЬНЫХ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Р. Ф. Акнаев

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЕ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 148—153.

В статье рассматриваются частотные погрешности коаксиальных преобразователей, состоящих из п. ч. термоэлектрического преобразователя с последовательно соединенным резистором, смонтированными по оси цилиндрического экрана, применяемых для точного измерения действующих значений напряжений в диапазоне частот до нескольких десятков мегагерц.

В статье приведены формулы для расчета частотной погрешности и кривые зависимости частотной погрешности от конструктивных параметров преобразователя.

Рассмотрены примеры и отмечены особенности в выборе конструктивных параметров преобразователей.

Иллюстраций 4, библиографий 6.

ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ВТОРИЧНЫХ ОБМОТКОВ

В. В. Пастинов

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 153—160.

В статье изложены результаты экспериментальных исследований измерительных трансформаторов постоянного тока (ИТПТ).

Показано, что абсолютная погрешность измерения тока у ИТПТ с параллельным включением вторичных обмоток может быть аппроксимирована линейной зависимостью от измеряемого тока и вспомогательного переменного напряжения, приведенны схемы, позволяющие снизить примерно на порядок погрешность ИТПТ с сердечниками из электротехнической стали. Показана возможность создания образцовых измерительных устройств на основе ИТПТ с параллельным включением вторичных обмоток.

Таблиц 2, иллюстраций 6, библиографий 9.

МАГНИТНЫЕ КОМПАРАТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА до 30 000 а

Б. В. Захаров

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР. ИССЛЕДОВАНИЯ
В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ, ВЫП. 115 (175), 1971 г.,
стр. 160—166.

Излагаются результаты теоретического и экспериментального исследования магнитных компараторов переменного тока, разработанных для аттестации многоамперных образцовых трансформаторов. Рассматриваются способы уменьшения и стабилизации погрешностей указываемых компараторов, а также приводятся их основные технические и конструктивные данные.

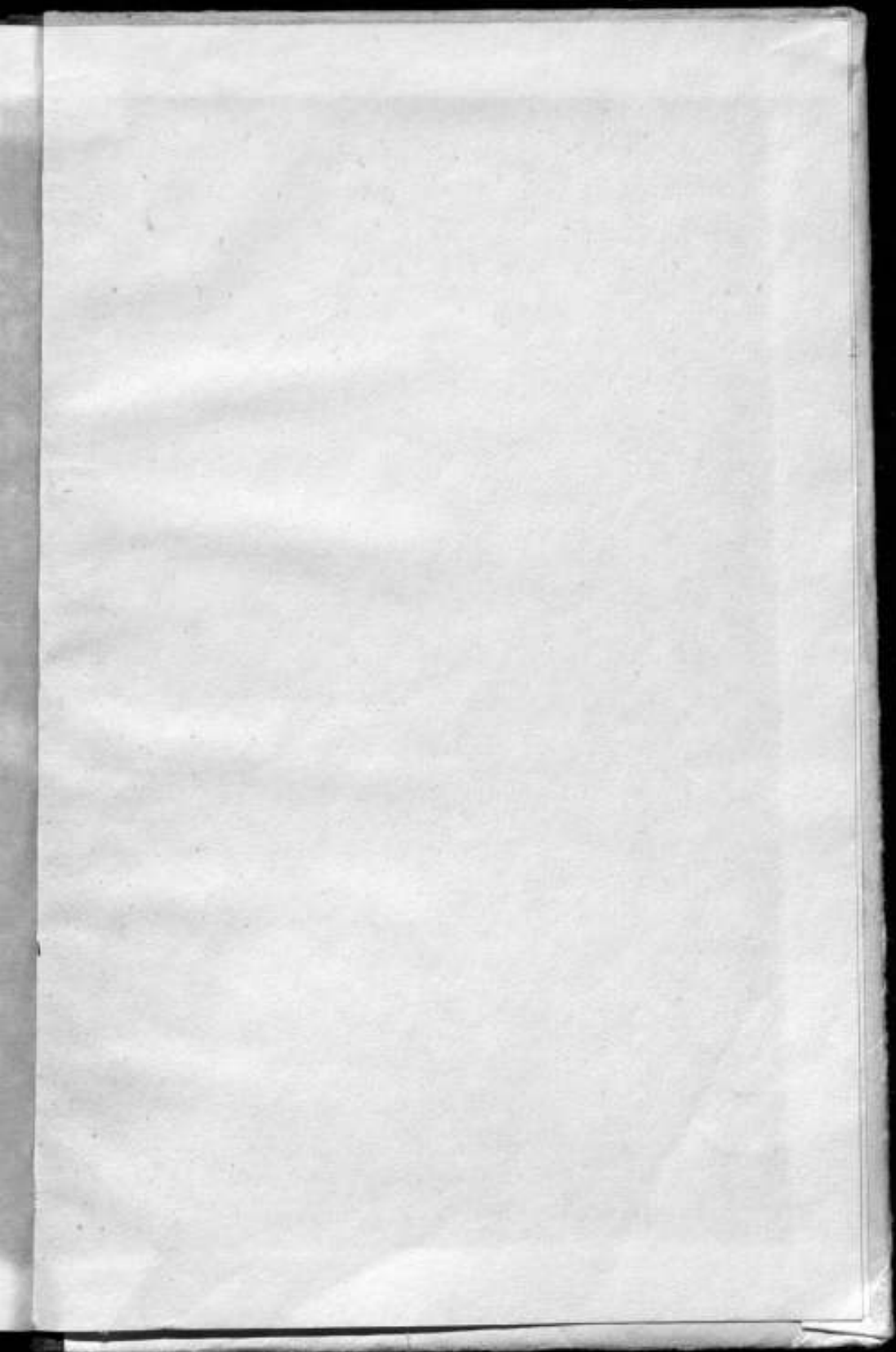
Иллюстраций 6, библиографий 6.

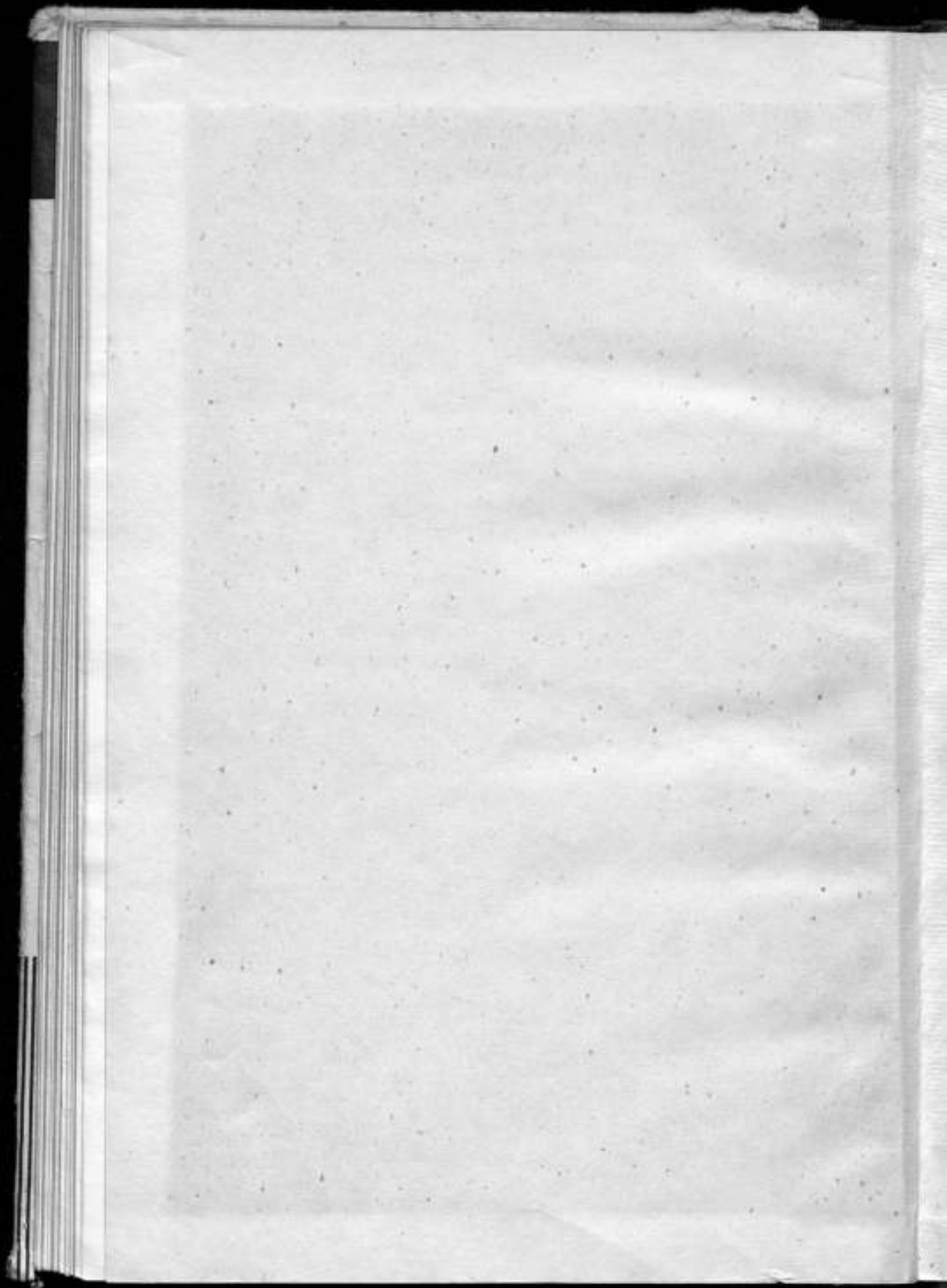
ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

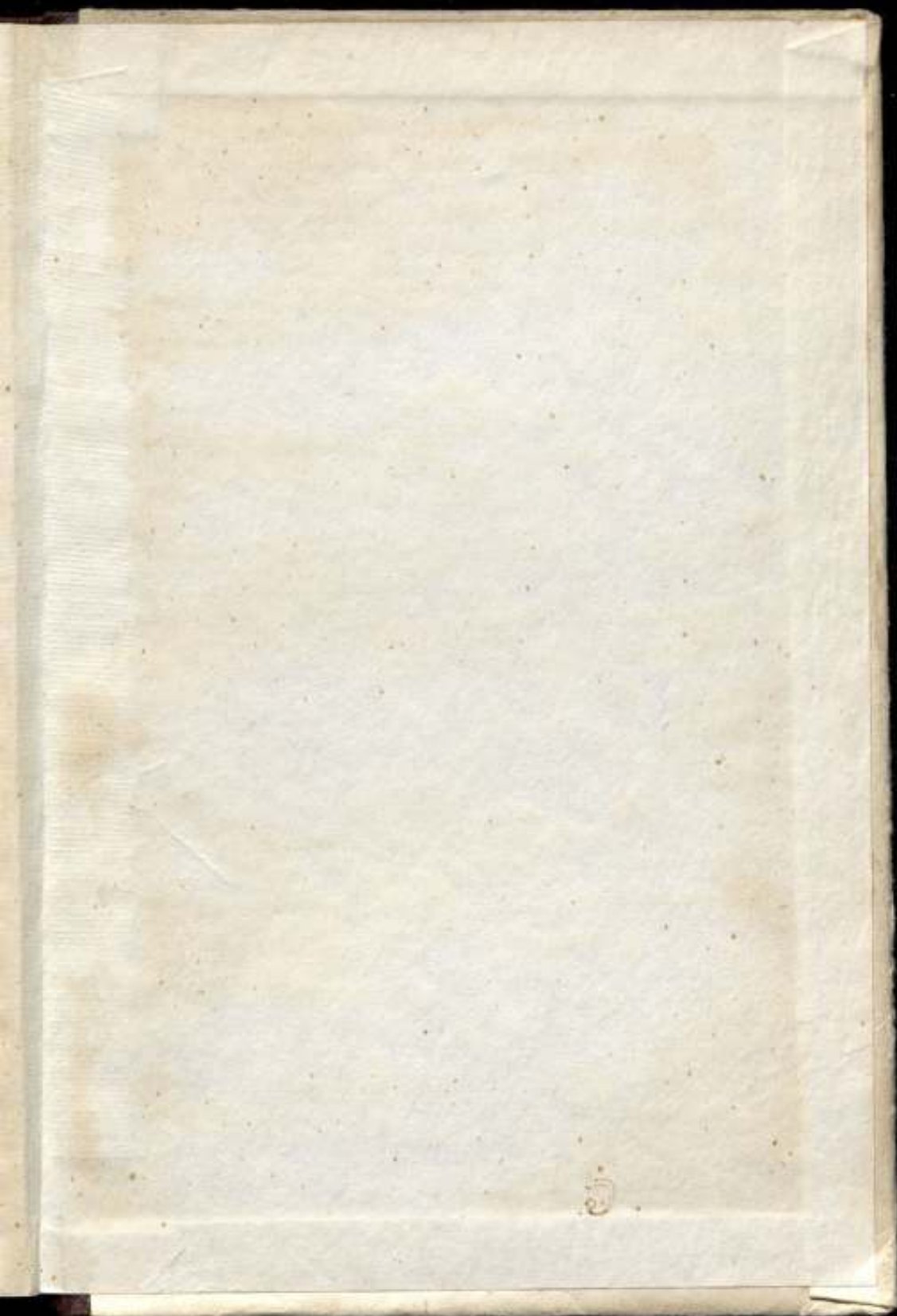
Труды метрологических институтов СССР
Выпуск 115 (175)

Редактор *Н. Н. Александрова*
Техн. редактор *З. Г. Вагер*
Корректор *Е. Я. Фарберова*

Сдано в производство 17/XI 1970 г.
Подписано к печати 22/III 1971 г. М-22176
Печ. л. 11. Уч.-изд. л. 13,5. Бумажных 5,5 л.
Бумага типографская № 1. Формат 60×90/16.
Тираж 2000 экз. Заказ 915. Цена 1 р. 45 к.
Издательство «Энергия», Ленинградское отделение,
Д-41, Марсово поле, 1
Ленинградская типография № 6 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Ленинград, С-144, ул. Мясоедско, 10.







Цена 1 р. 45 к.