

КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР
**ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ
ИМ. Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА**

**ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ**

ТРУДЫ ВНИИМ

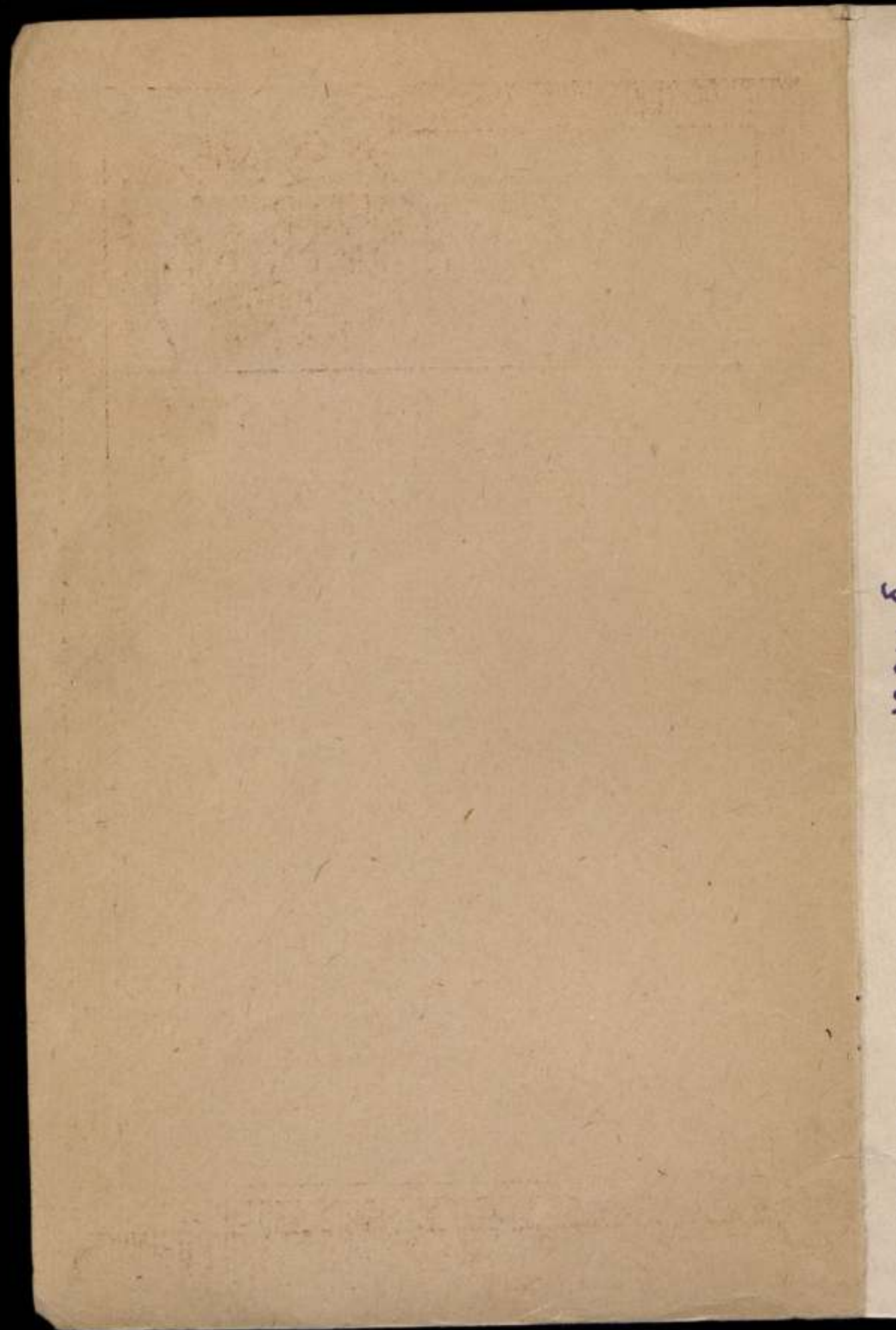
ВЫПУСК 38(98)

«СТАНДАРТГИЗ»

МОСКВА — ЛЕНИНГРАД

1959

38(98)



КОМИТЕТ СТАНДАРТОВ, МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ
при СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР
ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ
МЕТРОЛОГИИ имени Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ ВНИИМ

ВЫПУСК 38(98)

Под редакцией
канд. техн. наук К. П. ШИРОКОВА



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО СТАНДАРТОВ
«СТАНДАРТГИЗ»
МОСКВА — ЛЕНИНГРАД
1959

120645

Ответственный редактор
директор ВНИИМ докт. техн. наук проф. В. О. АРУТЮНОВ

240061

ПРЕДИСЛОВИЕ

В сборник трудов ВНИИМ, выпуск 38 (98), включены статьи, освещающие некоторые работы ВНИИМ и его Свердловского филиала в области электрических измерений.

Работы по исследованию электрических эталонов представлены статьей С. В. Горбачевича, в которой приведен детальный анализ погрешностей абсолютных определений единицы э. д. с. — вольта — с помощью токовых весов, на основании которого автор делает конкретные предложения о порядке определения значения первичного эталона вольта.

Вопросам измерений емкости и индуктивности посвящены три статьи.

В статье М. А. Гуляева показано, что при калибровке набора конденсаторов (если она производится при радиочастоте) эффективные значения емкости конденсаторов следует определять с учетом влияния собственной индуктивности конденсаторов и соединительных частей, а также даны соответствующие формулы.

В статье З. И. Зеликовского рассмотрена теория особого вида мостов переменного тока (так называемых полууравновешенных мостов), на основании которой предложен ряд новых схем мостов для измерения одного и двух параметров.

В статье Д. И. Зорина и А. М. Бродского описан разработанный авторами мост для измерения малых емкостей при частоте до 2 Мгц.

В хорошо изученной, казалось бы, области поверки мер сопротивления на постоянном токе в связи с повышением требований к точности измерений остаются нерешенными такие вопросы, как поверка мер большого сопротивления и мер сопротивления для измерения сильных токов. В статье Г. Ф. Панкратова описаны разработанные во ВНИИМ метод и аппаратура для измерения сопротивлений в области от 10^9 до 10^{14} ом с погрешностью, не превышающей 0,2—0,5%.

Работы Свердловского филиала ВНИИМ по созданию аппаратуры для поверки шунтов, выполненные под руководством Н. М. Рудного, освещены в статьях, написанных Н. М. Рудным совместно с исполнителями работ Н. П. Возженниковой и В. Б. Эсриком. При работе использован метод параллельного соединения мер малого сопротивления, позволивший создать переходную меру с секциями по 0,001 ом и общим сопротивлением 0,0001 ом, а также комбинированную меру для измерения токов до 6000 а.

В сборнике публикуется также статья руководителя работ Н. М. Рудного, посвященная теории двойного уравновешивания одинарного моста, применяемого, по предложению автора, для сличений комбинированных мер малого сопротивления. Кроме того, вопрос повышения точности измерения больших токов освещается в статье А. С. Румянцева, А. А. Чухланцева и Е. П. Дубовика «О погрешностях шунтов для измерения больших токов», где приводятся результаты исследований, выполненных ВНИИМ совместно с Свердловским филиалом, на основе которых созданы

и аттестованы образцовые сопротивления на 6000 Ω , необходимые для работ Свердловского филиала.

В статье К. П. Широкова «О точности поверки приборов электрического сопротивления» рассмотрены закономерности сложения погрешностей при поверке различных видов приборов сопротивления и предложен способ оценки погрешностей поверки по данным о разбросе результатов повторных измерений.

Три статьи сборника посвящены вопросам поверки показывающих электроизмерительных приборов. В статье А. Я. Безикович, Д. И. Зорина и М. С. Кааандер «Частотные погрешности ваттметров» приводится анализ факторов, вызывающих зависимость погрешностей электродинамических ваттметров от частоты, и данные, полученные в результате экспериментальных исследований.

В статье Н. М. Рудного, А. З. Векслера и И. Ф. Кобякова «Стабилизированный источник синусоидального тока для поверки электроизмерительных приборов» дано описание и основы расчета источника регулируемого напряжения или тока для поверки приборов с пределами до 300 В или 30 А .

В статье Т. Б. Рождественской «О поверке однофазных фазометров компенсационным методом» рассмотрены различные виды погрешностей, возникающих при поверке фазометров с помощью специальных компенсаторов в условиях повышенной частоты тока.

В сборнике публикуется также статья Е. Н. Чечуриной «Особенности испытания ферромагнитных материалов при одновременном намагничивании в постоянном и переменном полях», относящаяся к области магнитных измерений, в которой предлагается схема с двумя образцами, позволяющая испытывать материалы во всех практически требуемых режимах намагничивания.

Таким образом, в настоящем сборнике рассмотрены вопросы из области электрических измерений, которые могут быть практически использованы лицами, работающими в области поверки описанных видов электроизмерительных приборов, а также в области их конструирования и изготовления.

С. В. Горбачевич

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ НА ТОКОВЫХ ВЕСАХ Э. Д. С. ЭТАЛОННЫХ НОРМАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В настоящей статье на основе теоретических и экспериментальных исследований, производившихся автором в последние годы, дается систематизация и оценка погрешностей, возникающих при измерениях на токовых весах.

Методика определения э. д. с. нормальных элементов на токовых весах рассматривалась в ранее опубликованной работе*, и данная статья является, по существу, ее продолжением.

Величина силы тока при равновесии токовых весов определяется из выражения

$$I = \sqrt{\frac{mg}{F}}, \quad (1)$$

где m — масса уравновешивающего груза;

g — ускорение силы тяжести;

F — постоянная электродинамической системы.

Формула (1) позволяет выявить главные источники погрешностей при измерении I , а именно погрешности, возникающие при определении m , g и F .

Однако сам процесс измерения, заключающийся в уравновешивании силы электродинамического взаимодействия на весах, приводит к уравновешиванию при различных положениях колеблющейся системы. Это в свою очередь требует введения дополнительных поправок к величинам m , g и F , последняя из которых рассчитана для центрального положения подвижного соленоида по отношению к неподвижному. Кроме того, необходимо учитывать температурные влияния, также вызывающие изменение величины F , влияние внешних магнитных полей и, наконец, нарушение закономерности самих колебаний, вызываемых как воздушными потоками, так и изменением величины электродинамического взаимодействия при колебаниях подвижной части электродинамической системы.

Если обратиться к определению э. д. с. методом компенсации, то из формулы

$$E = IR \quad (2)$$

следует, что в этом случае добавляется еще и погрешность величины сопротивления эталонной меры.

* Б. М. Яновский, С. В. Горбачевич, Н. А. Волков, Труды ВНИИМ, вып. 15 (75), 1953.

Рассмотрим погрешности измерения I и с этой целью остановимся более детально на ряде вопросов, связанных с особенностями различных погрешностей.

Во всех случаях, когда приходится иметь дело с оценкой точности измерений, встречаются погрешности систематические и случайные. Термину «случайные» не следует придавать буквального значения, так как по мере выяснения природы погрешностей некоторые из случайных погрешностей могут впоследствии рассматриваться как систематические и исключаться по обычным правилам. Наконец, возможен и такой вариант, когда случайные погрешности в первом опыте переходят в систематические в заключительном опыте и не могут быть исключены. Именно такой случай имеет место при осуществлении эталона единицы силы тока. Действительно, постоянная электродинамической системы рассчитывается по размерам соленоидов, размеры же определяются опытным путем. При этом возможны случайные погрешности, но когда эталонная установка токовых весов собрана, эти погрешности окажутся систематическими, однако их, по существу, невозможно исключить. Такие погрешности, следовательно, имеют двойную природу: при расчете постоянной электродинамической системы они случайны, а при проведении опытов по измерению силы тока или э. д. с. они являются неисключенными остатками систематических погрешностей.

При определении размера единицы силы тока, или, что то же самое, при воспроизведении эталонным методом единицы силы тока, необходимо учитывать следующие погрешности:

1) погрешность расчетной электродинамической постоянной F , вызываемую погрешностями при определении геометрических размеров соленоидов;

2) погрешность, вызываемую отклонением соленоидов от цилиндрической формы;

3) погрешность от междувитковой проводимости;

4) погрешность от влияния постоянных внешних магнитных полей;

5) погрешность от влияния поля контура, подводящего ток к подвижному соленоиду, и от переменных внешних магнитных полей;

6) погрешность от влияния поля подводок тока к подвижной системе;

7) погрешность значения ускорения силы тяжести для пункта, в котором установлены весы;

8) погрешность определения значения массы уравновешивающего груза;

9) погрешность, вызываемую смещением системы от центрального положения.

В приводимом перечне большинство погрешностей, как следует из их названия, имеют причины, позволяющие их частично устранять или специальными методами измерений, или соблюдением особых условий при измерениях, или, наконец, расчетом. По установившейся практике они относятся к разряду систематических, так как будут искажать результаты каждого опыта либо одинаково, либо по некоторой известной закономерности. К таким погрешностям следует отнести погрешности, перечисленные в пп. 3—9.

Погрешности, указанные в пп. 1 и 2, имеют двойную природу: с одной стороны, они являются случайными в процессе определения размеров соленоидов, а следовательно, и при расчете постоянной токовых весов (первый опыт); с другой стороны, они одинаково будут искажать результаты определения силы тока и, следовательно, являются систематическими (заклучительный опыт).

Рассмотрим каждый вид погрешностей в отдельности.

Погрешность расчетной электродинамической постоянной F ,
вызываемая погрешностями при определении
геометрических размеров соленоидов

Погрешности в определении диаметров и длины обмоток соленоидов вызывают погрешность при расчете электродинамической постоянной F . Для учета этой погрешности необходимо вычислить коэффициенты, связывающие малые изменения F с малыми изменениями геометрических размеров соленоидов.

Действительно,

$$F = F(r_n, r_{1n}, r_{2n}, l_n, l_{1n}, l_{2n}), \quad (3)$$

где r и l — средние радиусы и длины обмоток соленоидов, а индексы n , $1n$ и $2n$ относятся к неподвижному и двум подвижным соленоидам.

Из выражения (3) получаем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial r_i F}{F} &= \frac{r_i \partial F}{F \partial r_i} \frac{\partial r_i}{r_i} \\ \frac{\partial l_i F}{F} &= \frac{l_i \partial F}{F \partial l_i} \frac{\partial l_i}{l_i} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Коэффициенты $\frac{r_i}{F} \frac{\partial F}{\partial r_i}$ и $\frac{l_i}{F} \frac{\partial F}{\partial l_i}$ назовем радиальными и осевыми дифференциальными коэффициентами и обозначим через α_i и β_i , где i принимают обозначения n , $1n$ и $2n$.

Как следует из формул (4), вычисление дифференциальных коэффициентов сводится к определению частных производных функций F по переменным r_i и l_i .

Задача должна решаться с учетом наличия двух жестко связанных подвижных соленоидов.

Обозначая постоянные взаимодействия каждого из них с неподвижным соленоидом через F_1 и F_2 , имеем

$$F = F_1 + F_2 \quad (5)$$

и, следовательно,

$$\partial F = \partial F_1 + \partial F_2.$$

Из выражений (4) и (5) получим

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{r_n} &= \frac{r_n}{F} \left(\frac{\partial F_1}{\partial r_n} + \frac{\partial F_2}{\partial r_n} \right) \\ \alpha_{r_{1n}} &= \frac{r_{1n}}{F} \frac{\partial F_1}{\partial r_{1n}} \\ \alpha_{r_{2n}} &= \frac{r_{2n}}{F} \frac{\partial F}{\partial r_{2n}} \\ \beta_{l_n} &= \frac{l_n}{F} \left(\frac{\partial F_1}{\partial l_n} + \frac{\partial F_2}{\partial l_n} \right) \\ \beta_{l_{1n}} &= \frac{l_{1n}}{F} \frac{\partial F_1}{\partial l_{1n}} \\ \beta_{l_{2n}} &= \frac{l_{2n}}{F} \frac{\partial F_2}{\partial l_{2n}} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Из теории расчета сил взаимодействия между соленоидами* следует, что F есть алгебраическая сумма трех слагаемых, являющихся одинаковыми функциями модуля k , принимающего три значения: k_1 , k_2 и k_3 .

* См. Труды ВНИИМ, вып. 15 (75), 1953, стр. 97.

Обозначая эти слагаемые через $2f(k_1)$, $f(k_2)$ и $f(k_3)$, получим

$$F = 2f(k_1) + f(k_2) - f(k_3)$$

и, следовательно,

$$F' = 2f'(k_1) + f'(k_2) - f'(k_3). \quad (7)$$

Последовательность расчетов $f'(k_n)$ для $n = 1, 2, 3$ позволяет получить численные значения радиальных и осевых дифференциальных коэффициентов.

В табл. 1 приведены геометрические параметры и значения F_1 и F_2 электродинамической системы соленоидов токовых весов с числами витков w , которая была применена для измерений э. д. с. эталонных нормальных элементов.

Таблица 1

Параметры	Неподвижный соленоид	Подвижный соленоид № 1	Подвижный соленоид № 2
r , см	13,5406 ₃	10,7213 ₀	9,3192 ₀
l , см	39,9842 ₄	4,6772 ₆	4,6265 ₇
w , шт.	400	58	58
F_1 , $\frac{\text{дин}}{\text{а}^2}$	—	1152,09 ₄	—
F_2 , $\frac{\text{дин}}{\text{а}^2}$	—	—	778,094 ₉

Вычислим коэффициенты формулы (6).

Из радиальных изменений неподвижного соленоида имеем

$$\frac{\partial f_1(k_1)}{\partial r_n} = -10,548; \quad \frac{\partial f_1(k_2)}{\partial r_n} = -7,608; \quad \frac{\partial f_1(k_3)}{\partial r_n} = -5,858;$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial r_n} = 2 \frac{\partial f_1(k_1)}{\partial r_n} + \frac{\partial f_1(k_2)}{\partial r_n} - \frac{\partial f_1(k_3)}{\partial r_n} = -22,846.$$

$$\frac{\partial f_2(k_1)}{\partial r_n} = -6,097; \quad \frac{\partial f_2(k_2)}{\partial r_n} = -5,803; \quad \frac{\partial f_2(k_3)}{\partial r_n} = -4,481;$$

$$\frac{\partial F_2}{\partial r_n} = 2 \frac{\partial f_2(k_1)}{\partial r_n} + \frac{\partial f_2(k_2)}{\partial r_n} - \frac{\partial f_2(k_3)}{\partial r_n} = -13,516.$$

В соответствии с формулой (6)

$$\alpha_{r_n} = -2,01.$$

Из радиальных изменений первого подвижного соленоида имеем

$$\frac{\partial f_1(k_1)}{\partial r_{1n}} = 21,781; \quad \frac{\partial f_1(k_2)}{\partial r_{1n}} = 56,550; \quad \frac{\partial f_1(k_3)}{\partial r_{1n}} = 59,338;$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial r_{1n}} = 2 \frac{\partial f_1(k_1)}{\partial r_{1n}} + \frac{\partial f_1(k_2)}{\partial r_{1n}} - \frac{\partial f_1(k_3)}{\partial r_{1n}} = 40,774.$$

В соответствии с формулой (6)

$$\alpha_{r_{1n}} = +1,78.$$

Из радиальных изменений второго подвижного соленоида имеем

$$\frac{\partial f_2(k_1)}{\partial r_{2n}} = 15,347; \quad \frac{\partial f_2(k_2)}{\partial r_{2n}} = 48,561; \quad \frac{\partial f_2(k_3)}{\partial r_{2n}} = 51,236;$$

$$\frac{\partial F_2}{\partial r_{2n}} = 2 \frac{\partial f_2(k_1)}{\partial r_{2n}} + \frac{\partial f_2(k_2)}{\partial r_{2n}} - \frac{\partial f_2(k_3)}{\partial r_{2n}} = 28,019.$$

В соответствии с формулой (6)

$$\alpha_{r_{2n}} = +1,07.$$

Из осевых изменений неподвижного соленоида имеем

$$\frac{\partial f_1(k_1)}{\partial l_n} = -2,058; \quad \frac{\partial f_1(k_2)}{\partial l_n} = -5,349; \quad \frac{\partial f_1(k_3)}{\partial l_n} = -6,274;$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial l_n} = 2 \frac{\partial f_1(k_1)}{\partial l_n} + \frac{\partial f_1(k_2)}{\partial l_n} - \frac{\partial f_1(k_3)}{\partial l_n} = -3,191.$$

$$\frac{\partial f_2(k_1)}{\partial l_n} = -1,416; \quad \frac{\partial f_2(k_2)}{\partial l_n} = -3,586; \quad \frac{\partial f_2(k_3)}{\partial l_n} = -4,660;$$

$$\frac{\partial F_2}{\partial l_n} = 2 \frac{\partial f_2(k_1)}{\partial l_n} + \frac{\partial f_2(k_2)}{\partial l_n} - \frac{\partial f_2(k_3)}{\partial l_n} = -1,758.$$

В соответствии с формулой (6)

$$\beta_{l_n} = -0,80.$$

Из осевых изменений первого подвижного соленоида имеем

$$\frac{\partial f_1(k_1)}{\partial l_{1n}} = -1,820; \quad \frac{\partial f_1(k_2)}{\partial l_{1n}} = -65,846; \quad \frac{\partial f_1(k_3)}{\partial l_{1n}} = -66,173;$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial l_{1n}} = 2 \frac{\partial f_1(k_1)}{\partial l_{1n}} + \frac{\partial f_1(k_2)}{\partial l_{1n}} - \frac{\partial f_1(k_3)}{\partial l_{1n}} = -3,313.$$

В соответствии с формулой (6)

$$\beta_{l_{1n}} = -0,06.$$

Из осевых изменений второго подвижного соленоида имеем

$$\frac{\partial f_2(k_1)}{\partial l_{2n}} = -0,842; \quad \frac{\partial f_2(k_2)}{\partial l_{2n}} = -49,845; \quad \frac{\partial f_2(k_3)}{\partial l_{2n}} = -49,773;$$

$$\frac{\partial F_2}{\partial l_{2n}} = 2 \frac{\partial f_2(k_1)}{\partial l_{2n}} + \frac{\partial f_2(k_2)}{\partial l_{2n}} - \frac{\partial f_2(k_3)}{\partial l_{2n}} = -1,756.$$

В соответствии с формулой (6)

$$\beta_{l_{2n}} = -0,03.$$

Полученные коэффициенты позволяют произвести оценку неисключенного остатка погрешности, вызываемой неточностью определения размеров соленоидов.

При оценке неточности измерения радиальных размеров необходимо иметь в виду, что речь должна идти о погрешности ряда измерений, которая будет одновременно характеризовать степень точности определения средних диаметров соленоидов. Такая оценка не затрагивает вопроса об отклонении соленоидов от цилиндрической формы, что рассмотрено ниже.

По данным лаборатории угловых и линейных измерений предельная погрешность измерения диаметра оценивается величиной 0,4 мк, а погреш-

ность измерения длины обмотки оценивается величиной 1 мк. При таких погрешностях процесса измерения получим следующие величины частных погрешностей в определении F :

$$\frac{\delta_{r_n} F}{F} = 3 \cdot 10^{-6};$$

$$\frac{\delta_{r_{in}} F_1}{F} = 3,4 \cdot 10^{-6};$$

$$\frac{\delta_{r_{in}} F_2}{F} = 2 \cdot 10^{-6};$$

$$\frac{\delta_{l_n} F}{F} = 2 \cdot 10^{-6};$$

$$\frac{\delta_{l_{in}} F_1}{F} = 1,3 \cdot 10^{-6};$$

$$\frac{\delta_{l_{in}} F_2}{F} = 0,7 \cdot 10^{-6}.$$

Погрешность, вызываемая отклонением соленоидов от цилиндрической формы

Для оценки точности определения постоянной токовых весов необходимо учесть погрешность, вносимую отклонением соленоидов от цилиндрической формы. Действительно, благодаря различной роли отдельных витков в создании взаимодействия между соленоидами, средние арифметические диаметры не будут диаметрами фиктивных соленоидов, эквивалентных по своему электродинамическому действию реальным соленоидам. Учет указанной погрешности, вызываемой отклонением соленоидов от цилиндрической формы, и является целью дополнительных расчетов.

Наиболее существенную поправку следует ожидать из-за отклонения неподвижного соленоида от цилиндрической формы. Максимальная разница в диаметрах неподвижного соленоида на крайних точках достигает 50 мк, в то время как в подвижных соленоидах эта разница не превышает 15 мк, причем отклонение от среднего, равное $6 \div 7$ мк, имеет место лишь в восьми случаях из пятидесяти пяти.

На протяжении длительного изучения токовых весов в лаборатории последовательно применялись различные подвижные соленоиды. Соленоид, применявшийся в 1948 г. имел максимальное расхождение по диаметрам, равное 100 мк. Впоследствии делались попытки изготовить более совершенные соленоиды и, наконец, в 1951 г. под руководством ст. научного сотрудника Н. А. Волкова были изготовлены соленоиды на фарфоровом основании с незначительными отклонениями от правильной цилиндрической формы (максимальное отклонение величин диаметров от среднего значения составляет $6-7$ мк).

Это обстоятельство позволило ограничиться расчетами влияния неправильной формы лишь неподвижного соленоида. Остановимся подробнее на методике, которая была применена для расчетов.

Рассмотрим наружный соленоид некоторой неправильной формы и один виток внутри, расположенный в некоторой плоскости (рис. 1). Диаметр цилиндрического соленоида принимается равным среднему арифметическому диаметров отдельных витков или отдельных групп

витков. Взаимодействие между двумя витками может быть вычислено по формуле, приведенной в Трудах ВНИИМ, вып. 15 (75):

$$f_i = \frac{\pi x_i}{\sqrt{r_1 r_2}} \cdot \frac{k}{1-k^2} [2(1-k^2)K(k) - (2-k^2)E(k)], \quad (8)$$

где r_1 — средний радиус неподвижного соленоида;

r_2 — радиус внутреннего витка;

x_i — расстояние между плоскостями витков;

K и E — полные электрические интегралы 1-го и 2-го рода;

$$k = \sqrt{\frac{4r_1 r_2}{x_i^2 + (r_1 + r_2)^2}} \text{ — модуль интегралов.}$$

Это выражение имеет для некоторой величины максимальное значение, так как $f_i = 0$ при $x = 0$ и $x = \infty$.

Обмотку неподвижного соленоида разделим по образующей на зоны (1, 2, 3, ...), достаточно мелкие, чтобы разница в диаметрах витков, входящих в зону, не превышала 1 мк. В нашем случае обмотка этого соленоида была разделена на восемьдесят зон по пяти витков в каждой зоне. Аналогично обмотка внутреннего соленоида была разделена на четыре зоны, по четырнадцать витков в каждой. В частности, показанный на рис. 1 внутренний виток может быть витком одной из зон подвижного соленоида. Далее вычисляются значения f_i для попарного взаимодействия каждой внутренней зоны с каждой из наружных. При этом возможно ограничиться центральными витками каждой из зон. Такое упрощение скажется лишь на абсолютной величине постоянной Σf_i , но не на величине определяемой поправки.

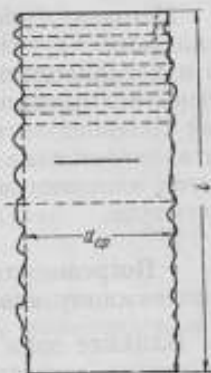


Рис. 1.

Для каждого из этих значений f_i можно найти поправку δf_i применительно к реальному среднему радиусу r_i соответствующей зоны. Вычисление δf_i для каждого отдельного случая производится по формуле, полученной простым дифференцированием

$$\delta f_i = \pm \frac{\partial f}{\partial r} \delta r_i = \pm f_i \frac{1-k^2}{2k^2} r_i \delta r_{1i}. \quad (9)$$

Для полного подсчета всех поправок необходимо произвести расчет по средним виткам всех четырех зон подвижных соленоидов. При таком подсчете следует иметь в виду, что силы f_i для x_i будут теми же, но данному x_i будут соответствовать для каждой зоны разные r_{1i} , а следовательно, и разные δf_i . Суммарные результаты расчетов приведены в табл. 2.

Таблица 2

Большой подвижный соленоид $\Sigma \delta f_{1i}$				Меньший подвижный соленоид $\Sigma \delta f_{2i}$			
1-я зона	2-я зона	3-я зона	4-я зона	1-я зона	2-я зона	3-я зона	4-я зона
0,00444	0,00018	-0,00013	0,00157	0,00234	-0,00004	-0,00016	0,00071

$$\Sigma \delta f_{1i} + \Sigma \delta f_{2i} = +0,00891.$$

Так как в зонах число витков было соответственно 5 и 14, общая поправка $\Delta F = (\Sigma \delta f_{1i} + \Sigma \delta f_{2i}) \cdot 70 = 0,624$.

При постоянной $F = 386\,000$ получим

$$\frac{\Delta F}{F} \cdot 100 \cong 0,0002\%.$$

Погрешность от междувитковой проводимости

Междувитковые утечки экспериментально определялись для неподвижного соленоида, обмотка которого не покрыта изоляционным лаком. С этой целью составлялась последовательная цепь из обмотки, гальванометра и батареи, причем обмотка в середине была разъединена. Напряжение батареи было 24 в, постоянная гальванометра 10^{-9} а/дел.

Отклонение гальванометра не было обнаружено. Если иметь в виду, что при обычных условиях эксплуатации напряжение между соседними витками не превышает $\frac{24}{500}$ в, то можно считать, что утечки практически отсутствовали.

Погрешность от влияния постоянных внешних магнитных полей

Методика уравнивания электродинамического взаимодействия исключает не только влияние постоянных внешних магнитных полей, но и неравноплечность коромысла весов. Это достигается двумя уравниваниями, при одном из которых подвижная часть системы (подвижный соленоид) втягивается в неподвижный соленоид и при другом — выталкивается из него. Изменение направления взаимодействия достигается изменением направления тока в секциях обмотки неподвижного соленоида.

Погрешность от влияния поля контура, подводящего ток к подвижному соленоиду, и от переменных внешних магнитных полей

Влияние поля контура, подводящего ток к неподвижному соленоиду, и внешних магнитных полей, меняющих знак с изменением направления тока подвижного контура, определялось экспериментально путем замыкания накоротко обмотки неподвижного соленоида.

Результаты опытных данных показали, что поле подводящего контура создает дополнительное воздействие на подвижную часть, составляющее $2 \cdot 10^{-9}$ от силы взаимодействия.

Погрешность от влияния поля подводов тока к подвижной системе

Эта погрешность, не меняющая знака при изменении направления силы взаимодействия, исключается методом взвешивания, аналогично сказанному выше.

Погрешность значения ускорения силы тяжести для пункта, в котором установлены весы

Значение g для пункта ВНИИМ, равное $981,931$ см/сек², установлено относительными измерениями в Потсдамской системе, причем предельная погрешность не превышает $4 \cdot 10^{-9}$ см/сек².

Погрешность определения значения массы уравнивающего груза

Погрешность значения массы уравнивающего груза δ_m по данным лаборатории мер массы равнялась 0,01 мг, что составляет по отношению к массе гири $\frac{1}{8000}$ % и, следовательно, вызывает погрешность при измерении тока менее 0,0001 %.

Оценка неисключенных остатков систематических погрешностей

Для общей оценки предельной погрешности, вызываемой указанными выше источниками, следует воспользоваться правилом сложения средних погрешностей.

Необходимо при этом иметь в виду, что погрешности определения размеров соленоидов установлены для доверительной вероятности, равной 0,997.

Соответствующие данные взяты из результатов исследований измерительной аппаратуры, проведенных лабораторией линейных измерений ВНИИМ.

Аналогично были оценены погрешности определения ускорения силы тяжести, массы гири, влияния поля подводного контура и погрешности, вносимые отклонением формы соленоида от цилиндрической.

В табл. 3 приводятся численные значения относительных погрешностей.

Полученный результат должен служить одним из критериев при оценке точности определения единицы силы тока. Если обратиться к элементарной геометрической интерпретации этого вопроса и представить себе единицу силы тока в виде некоторого прямолинейного отрезка ab (рис. 2), то можно утверждать, что его начало a не может быть зафиксировано точкой, а возможно лишь считать, что эта точка находится в зоне $a'a''$, которая и составляет $4 \cdot 10^{-4}$ % от всей величины отрезка. Определение положения другого конца отрезка (точка b) будет связано со случайными погрешностями измерений.

В неопределенности положения начала отрезка наибольшую роль, как это следует из табл. 3, играют ошибки, возникающие при определении радиальных размеров соленоидов и от неточности значения ускорения силы тяжести.



Рис. 2

Таблица 3

Численные значения относительных погрешностей	Источники погрешностей	Тип соленоида
$\Delta_{r_n} = 3 \cdot 10^{-4}$	Неточность определения радиальных размеров	n
$\Delta_{r_{1n}} = 3 \cdot 10^{-4}$	То же	1n
$\Delta_{r_{2n}} = 2 \cdot 10^{-4}$	"	2n
$\Delta_{l_n} = 2 \cdot 10^{-4}$	Неточность определения осевых размеров	n
$\Delta_{l_{1n}} = 1,3 \cdot 10^{-4}$	То же	1n
$\Delta_{l_{2n}} = 0,7 \cdot 10^{-4}$	"	2n
$\Delta_n = 2 \cdot 10^{-4}$	Отклонение от цилиндрической формы	n
$\Delta_k = 2 \cdot 10^{-4}$	Влияние поля контура, подводного ток, и внешних полей, изменяющих знак с изменением напряжения тока	—
$\Delta_g = 4 \cdot 10^{-4}$	Неточность в принятом значении ускорения силы тяжести	—
$\Delta_m = 1,3 \cdot 10^{-4}$	Неточность определения массы гири	—

По табличным данным получим следующее значение для относительной погрешности тока

$$\Delta I = \frac{\delta I}{I} = \frac{1}{2} \sqrt{\sum \Delta_i^2} = \pm 3,8 \cdot 10^{-4}$$

или

$$\frac{\delta I}{I} \cdot 100 \cong 4 \cdot 10^{-4} \%$$

Погрешность, вызываемая смещением системы от центрального положения

Для количественной оценки смещения подвижной системы от плоскости симметрии, влияющего на результат измерения, была проведена серия расчетов по определению постоянной системы для смещенных от центра положений подвижных соленоидов.

Вследствие несимметричного расположения подвижных соленоидов относительно неподвижного расчет производился для каждой половины неподвижного соленоида отдельно.

Теоретические обоснования расчетов для таких несимметричных систем, не применявшихся в известной по этому вопросу литературе, могут быть получены по теории расчета взаимной индуктивности между двумя однослойными соленоидами. Не вдаваясь в подробности этих обоснований, заметим, что расчеты велись по модулям, являющимся функциями расстояний, отмеченных на рис. 3, а именно:

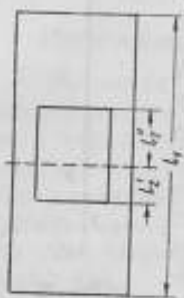


Рис. 3.

$$k_1 = f(l_1); \quad k_2 = f(l_2);$$

$$k_3 = f\left(\frac{l_1}{2} - l_2\right); \quad k_4 = f\left(\frac{l_1}{2} - l_2'\right);$$

$$k_5 = f\left(\frac{l_1}{2} + l_2\right); \quad k_6 = f\left(\frac{l_1}{2} + l_2'\right).$$

Окончательные выражения для постоянной взаимодействия определялись по формуле

$$F = 2 [F(k_1) + F(k_2)] + F(k_3) + F(k_4) + F(k_5) + F(k_6).$$

Значения F рассчитывались для случаев, когда система смещалась от центрального положения на 1 и на 1,5 мм. Были получены следующие данные:

$$F_{(1 \text{ мм})} = 292,3798_4; \quad F_{(1,5 \text{ мм})} = 292,2776_8$$

и при центральном положении $F = 292,4599_6$.

Таблица 4

Отсчет по оптической шкале	Смещение подвижной системы, мм	$\frac{\Delta F}{F} \cdot \%$
1	0,04	—
2	0,07	—
3	0,11	—
4	0,14	—
5	0,18	0,0007
6	0,22	0,0011
7	0,25	0,0016
8	0,29	0,0021
9	0,32	0,0028
10	0,36	0,0038
11	0,39	0,0041
12	0,43	0,0048
13	0,47	0,0058
14	0,50	0,0067
15	0,54	0,0071
16	0,57	0,0082
17	0,61	0,0091
18	0,64	0,0103
19	0,68	0,0116
20	0,72	0,0129
		0,0143

Вычисленные значения F позволили составить таблицу поправок ΔF для различных отклонений коромысла с учетом того, что длина коромысла равна 34 см и расстояние зеркальца коромысла от оптической шкалы равно 475 см (табл. 4).

Введение рассмотренных поправок ΔF сопровождается ошибками, поэтому неисключенные остатки поправок должны рассматриваться как часть случайных погрешностей.

Погрешности от влияния температуры и от смещения нулевого положения учитываются в процессе измерения, однако неисключенные остатки, так же как и при погрешности от смещения системы, должны рассматриваться как случайные погрешности измерения, оценка которых будет приведена ниже.

Анализ случайных погрешностей

Переходя к вопросу о случайных погрешностях при оценке точности измерений силы тока, следует отметить, что далеко не все из них могут считаться случайными. Действительно, поправки на температурные влияния и на смещение системы от центрального положения поддаются расчету, и поэтому результаты измерений 1951—1953 гг. обрабатывались с учетом этих поправок. Влияние изменения нулевого положения подвижной системы за время опыта учитывалось повторением уравнивания. Однако величины этих поправок связаны непосредственно с процессом уравнивания, точнее с определением уравнивающей силы, меняются от опыта к опыту и имеют, следовательно, переменный характер. В этом их отличие от поправок, рассмотренных выше, неисключенными остатками которых была оценена достоверность начала отрезка ab , геометрически характеризующего единицу силы тока.

Переменный характер поправок делает вполне вероятным также наличие переменных неисключенных остатков, являющихся случайными погрешностями. Так как эти погрешности, соответствующие неисключенным остаткам, возникают в заключительной стадии определения единицы силы тока, то ими можно оценить степень достоверности положения конца b отрезка ab . Задача, следовательно, сводится к тому, чтобы оценить зону $b'b''$, в которой находится конец b . Неисключенные остатки указанных поправок не должны быть значительны по своей величине, вследствие достаточной обоснованности расчета поправок.

Разброс результатов при уравнивании на токовых весах, характеризующий случайными погрешностями, несомненно вызывается и этими неисключенными переменными остатками.

Измерения, проводившиеся в 1948—1953 гг., дают численные данные для суждения о разбросе или сходимости результатов, а следовательно, и о случайных погрешностях. Данные 1948—1949 гг. относятся к разным токовым весам (система с однослойными соленоидами и система с многослойными катушками). Хотя упомянутые данные относятся к измерению переходного коэффициента $p = \frac{I_{абс}}{I_{межд}}$, но они по степени сходимости могут сопоставляться с данными измерений э. д. с., проводившихся в 1950—1953 гг. Наконец, эти же данные в одинаковой степени пригодны и для суждения о точности абсолютных измерений силы тока, а следовательно, и о точности определения единицы силы тока.

В прилагаемых графиках (рис. 4, 5 и 6) даны отклонения от среднего значения, полученные в разные годы, причем данные 1948—1949 гг. относятся к измерению $p = \frac{I_{абс}}{I_{межд}}$, а данные 1950—1953 гг. — к измерению э. д. с. различных нормальных элементов, в том числе и эталонных.

На рис. 4 приведены кривые, относящиеся к измерениям $\rho = \frac{I_{\text{абс}}}{I_{\text{межд}}}$ на токовых весах с многослойными катушками, намотка которых выполнена из алюминиевой ленты.

Максимальные расхождения имеют величину $\frac{\rho_{\text{max}} - \rho_{\text{min}}}{\rho_{\text{ср}}} \cdot 100 = 13 \cdot 10^{-3} \%$, средняя квадратичная погрешность ряда измерений равна

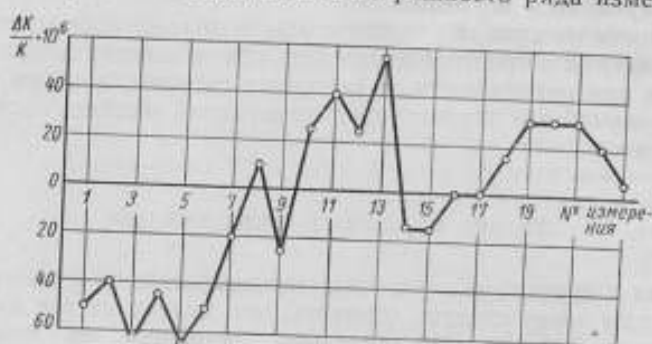


Рис. 4.

$3 \cdot 10^{-3} \%$; результаты измерений при таком разбросе данных нельзя считать удовлетворительными, так как предельная погрешность результата составляет величину $18 \cdot 10^{-3} \%$.

Большое, хотя и не такое, как в предыдущем случае, расхождение между крайними значениями имеет место и при измерениях, характеризуемых рис. 5, относящихся к определению ρ на весах с однослойными соленоидами.

Максимальные расхождения имеют величину $\frac{\rho_{\text{max}} - \rho_{\text{min}}}{\rho_{\text{ср}}} \cdot 100 = 7 \cdot 10^{-3} \%$,

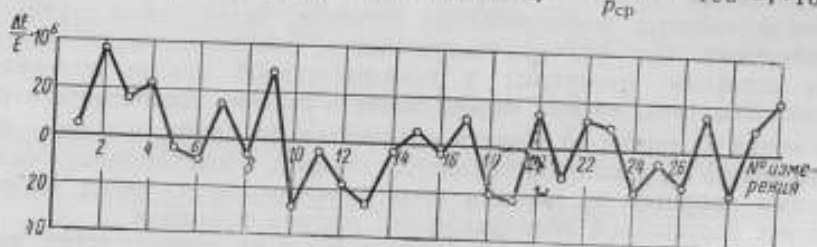


Рис. 5.

средняя квадратичная погрешность ряда измерений равна $2 \cdot 10^{-4} \%$ и предельная погрешность результата составляет величину $9 \cdot 10^{-4} \%$.

Большое расхождение опытных данных, имевшее место при измерениях в 1948—1949 гг., может быть объяснено различными причинами, главной из которых следует признать отсутствие достаточного опыта в проведении подобных измерений. Именно по этой причине не вводился ряд поправок, например, поправки на смещение системы от центрального положения. Это особенно сказалось на результатах опытов с электродинамической системой из многослойных катушек.

На рис. 6 (а, б и в) графически представлена часть результатов измерений, проводившихся в 1950—1953 гг.

Можно утверждать, что приведенные отклонения указывают на значительное увеличение точности измерений по сравнению с имевшей место при измерениях в 1948—1949 гг.

Эти измерения производились с различными системами подвижных соленоидов, так как в 1951 г. были изготовлены новые соленоиды на фар-

форовой основе, имевшие значительно меньшее отклонение от цилиндрической формы, чем прежние, и сечение проволоки намотки которых было в 1,8 раза меньше. Это обстоятельство привело к увеличению силы взаимодействия и одновременно к большому нагреву обмотки соленоидов. Если увеличение силы взаимодействия имело следствием повышение точности измерений при прежней чувствительности весов, то больший нагрев обмотки, вызвавший появление тепловых воздушных потоков, имеет следствием

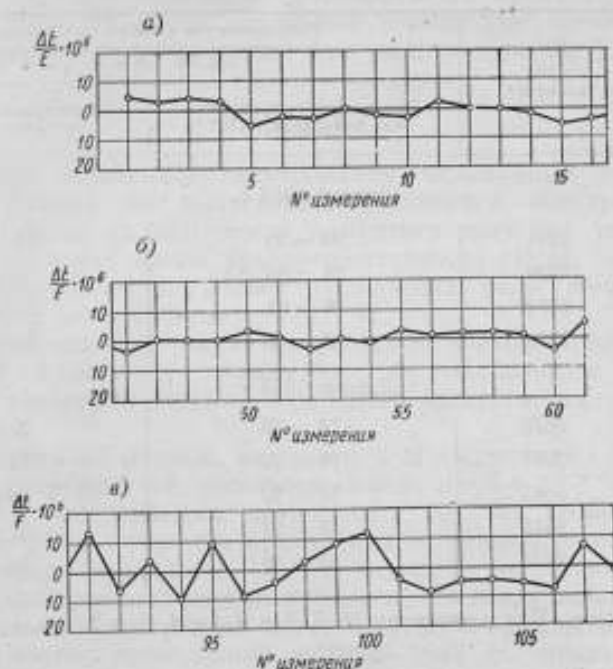


Рис. 6.

некоторое нарушение закономерности в колебаниях весов.

Изложенное непосредственно следует из рассмотрения графика (рис. 6), на котором отражены результаты измерений, проводившихся с различными системами соленоидов. Однако в наибольшем числе случаев предельные расхождения для э. д. с. отдельных элементов составляют величину порядка $2 \cdot 10^{-3} \%$, и только если применять общую совокупность различных элементов, э. д. с. которых измерялась в разных температурных режимах, то получим, что эти расхождения составляют величину $2,5 \cdot 10^{-3} \%$, причем эта величина имеет место для трех точек из шестидесяти (при новой подвижной системе) и для пяти из ста двадцати, включая опыты с прежней и новой подвижными системами.

В заключение рассмотрим погрешности определения э. д. с. отдельных элементов, по которым передавалось значение единицы групповому эталону вольта. Ввиду того, что измерения, проводившиеся с рядом элементов в течение нескольких лет, имели расхождения результатов, сходные для разных элементов, считалось возможным ограничиваться небольшим числом измерений для каждого элемента. Малое количество измерений диктуется также тем, что как весы, так и эталонные нормальные элементы не следует часто применять. В связи с этим и оценка производилась в соответствии с распределением ошибок по Стюденту. В табл. 5 приведены предельные погрешности ряда измерений и результата. Доверительная вероятность γ принята равной 0,997, что в классической теории

ошибок соответствует утроенной квадратичной погрешности результата, а в рассматриваемом случае — зависит от числа измерений.

Приведенные в таблице данные позволяют с большой надежностью определить погрешность средней э. д. с. четырех нормальных элементов для каждого из указанных годов. Воспользовавшись формулой сложения

Таблица 5

№ измерения	№ элемента	Распределение ошибок по Стьюденту	
		$\gamma = 0,997, h = 4, q = 3$	
		Предельная погрешность ряда измерений, $\delta \cdot 10^4, \%$	Предельная погрешность результата, $\delta \cdot 10^4, \%$

Данные 1952 г.

1	2291	$9\delta = 24$	$9\delta = 12$
2	2733	$9\delta = 93$	$9\delta = 46$
3	2374	$9\delta = 63$	$9\delta = 31$
4	2390	$9\delta = 45$	$9\delta = 22$

Данные 1953 г.

5	5676	$7\delta = 35$	$7\delta = 16$
6	2291	$7\delta = 47$	$7\delta = 21$
7	5643	$5\delta = 27$	$5\delta = 11$
8	5643	$5\delta = 27$	$5\delta = 11$
9	2733	$5\delta = 28$	$5\delta = 11$

Примечание. При измерениях № 7, 8 и 9 $q = 4, h = 5$.

погрешностей, можно определить предельную погрешность суммы э. д. с. четырех нормальных элементов по формуле

$$\delta(\sum E_i) = \sqrt{\sum v_i^2},$$

откуда

$$\delta\left(\frac{\sum E_i}{4}\right) = \frac{1}{4} \sqrt{\sum v_i^2}.$$

По приведенным выше данным эти величины среднего значения будут

$$\delta_{1952} = 15,5 \text{ мкВ};$$

$$\delta_{1953} = 7,5 \text{ мкВ}$$

и должны служить критерием точности, с которой определялось среднее значение э. д. с. нормальных элементов соответственно в 1952 и в 1953 гг.

Сравнение результатов измерений, полученных в 1952—1953 гг., указывает на улучшение результатов. Причиной этого, несомненно, является то, что температурный режим элементов, подвергавшихся измерениям, был гораздо более устойчивым, так как они помещались в термостат, для которого был приспособлен дьюаровский сосуд. Как в смысле градиента температуры, так и в смысле ее постоянства эти условия были несравненно лучше, чем в предыдущие годы, когда нормальные элементы

помещались в стеклянную ванну, защищенную от света черной бумагой. Температура нормальных элементов при измерениях в 1953 г. отличалась от нормальной на $0,35 \pm 0,45^\circ \text{C}$.

Хотя перечисленные температурные причины погрешностей э. д. с. нормальных элементов не затрагивают собственно абсолютных измерений силы тока, они являются столь же существенными, как и все другие, так как ограничивают точность определения значений э. д. с. группового эталона вольта. В дальнейшем предполагается производить измерение э. д. с. в условиях, когда эталонные нормальные элементы хранятся в термостатированном помещении при температуре $20 \pm 0,05^\circ \text{C}$.

ВЫВОДЫ

1. Анализ источников погрешностей, основанный на результатах расчетных данных по вычислению постоянной электродинамической системы, а также на неточности принятого значения ускорения силы тяжести и значения массы уравновешивающего груза, показывает, что величина предельной погрешности значения силы измеряемого тока при $\gamma = 0,997$ не превышает $4 \cdot 10^{-4} \%$.

2. Наибольшая случайная погрешность среднего значения э. д. с. нормальных элементов, вычисленная по наибольшим погрешностям результата измерения каждого отдельного элемента, составила в 1953 г. $7 \cdot 10^{-4} \%$.

3. Приведенные данные, касающиеся неисключенных остатков систематических погрешностей, оцениваемых величиной $4 \cdot 10^{-4} \%$, и остаточных погрешностей, оцениваемых величиной $7 \cdot 10^{-4} \%$, позволяют считать, что в соответствии с законом накопления погрешностей неточность определения размера единицы э. д. с. — вольта — составляет величину $8 \cdot 10^{-4} \%$. Одновременно следует признать, что поддержание вольта необходимо основывать на среднем значении э. д. с. группы элементов.

Опыт работы, проведенной в 1952—1953 гг. показал, что только наличие группы н. э. обеспечивает требования метрологии при определении размера единицы (метрологическая практика требует, чтобы производные электрические единицы определялись с погрешностью, не превышающей $0,001 \%$).

Как было сказано выше, эталонную группу в нашем случае составляли четыре нормальных элемента. Несомненно, что некоторое увеличение состава группы нормальных элементов, э. д. с. которых определяется при помощи токовых весов и эталонных сопротивлений, должно привести к увеличению точности и надежности поддержания единицы э. д. с.

В дальнейшем необходимо установить методику передачи значения единицы групповому эталону вольта.

Очевидно, нерационально ежегодно изменять среднее значение э. д. с. группы, если ее изменение не выходит за пределы 10 мкв . Для определения этих изменений может быть рекомендовано следующее:

а) ежегодно на токовых весах определяются э. д. с. нескольких элементов сравнения. Значения $E_1, E_2, E_3, \dots, E_n$ дают среднее значение $E_{\text{ср}}$, которым определяется величина вольта;

б) исходя из значения $E_{\text{ср}}$, лаборатория определяет путем взаимных сличений новые значения $E'_1, E'_2, E'_3, \dots, E'_n$. Это делается с целью распределить сумму $\sum_{i=1}^n E_i$, полученную на токовых весах, на каждый элемент сравнения в соответствии с действительными разностями их э. д. с., так как $E_i - E_k$ менее достоверно, чем $E'_i - E'_k$, где индексы i и k принимают значения от 1 до n при $i \neq k$.

По значениям $E'_1, E'_2, E'_3, \dots, E'_n$ определяются значения всех элементов эталонной группы по каждому элементу сравнения; всего, таким образом,

получится m значений с одинаковым весом измерения, среднее значение которых $E_{\text{ср}}$ определится из формулы

$$E_{\text{ср}} = \frac{\sum E_{m_1}' + \sum E_{m_2}' + \sum E_{m_3}' + \dots + \sum E_{m_n}'}{m}$$

Значение $E_{\text{ср}}$ и будет средним значением э. д. с. эталонной группы на ряд лет, пока измерения не покажут изменения этого значения на некоторую величину (автор считает, что такой предельной величиной следует установить 10 мкв).

При передаче значения образцовым мерам именно это среднее должно служить исходным.

ПОГРЕШНОСТИ КАЛИБРОВКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ВОЗДУШНЫХ КОНДЕНСАТОРОВ ПРИ ПОВЫШЕННЫХ ЧАСТОТАХ

Большинство измерительных воздушных конденсаторов, распространенных в поверочной практике (типа КВМ, КВС, Ульрих, Зелингер, Шпиндлер и Гойер и др.), предназначено для использования при низких звуковых частотах и при включении их по двух- и трехзатимной схеме.

Действительные значения их емкости определяются чаще всего при частоте 1000 гц, являющейся лишь частным случаем из всего многообразия частот, при которых применяются конденсаторы. В радиоустройствах,

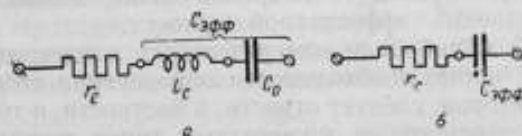


Рис. 1. Эквивалентная последовательная схема конденсатора.

например, где конденсаторы нашли исключительно большое распространение, они применяются главным образом при высоких частотах, начиная от сотен килогерц и до нескольких десятков мегагерц.

Известно, однако, что всякие конденсаторы, в том числе и образцовые, кроме статической емкости C_0 , численно равной отношению заряда на одной из обкладок конденсатора к постоянной разности потенциалов на его обкладках, характеризуются при переменном токе еще эффективной емкостью

$$C_{эфф} = \frac{C_0}{1 - \omega^2 l_c C_0}, \quad (1)$$

где l_c — собственная индуктивность конденсатора, согласно принятой эквивалентной последовательной схеме замещения конденсатора (рис. 1, а);

$\omega = 2\pi f$,
здесь f — частота приложенного к конденсатору напряжения.

На рис. 1, а через r_c обозначено эквивалентное сопротивление потерь конденсатора.

Введение величины $C_{эфф}$ позволяет схему, приведенную на рис. 1, а, заменить схемой, изображенной на рис. 1, б.

Практически значения индуктивностей конденсаторов обычно настолько малы, что при частоте 1000 гц даже в метрологической практике ими можно пренебречь и $C_{эфф}$ принять равной C_0 . При более высоких частотах собственная индуктивность конденсатора должна быть учтена.

Для выяснения порядка допустимой погрешности значения l_C , продифференцируем формулу (1)

$$\frac{dC_{эфф}}{dC} = \frac{\omega^2 C_0^2}{(1 - \omega^2 l_C C_0)^2}, \quad (2)$$

откуда, пренебрегая для воздушных конденсаторов при частотах до 1 МГц величиной $\omega^2 l_C C_0$, по сравнению с единицей, имеем

$$\frac{\Delta C}{l_C} \approx \frac{\Delta C_{эфф}}{\omega^2 l_C C_0}. \quad (3)$$

Если рассчитать по формуле (3) допустимую погрешность определения $\frac{\Delta C}{l_C}$ на частоте, например, 1 МГц для конденсатора типа КВМ с наибольшим номинальным значением, равным 4000 пф (требующим наибольшую точность измерения l_C), измерив его индуктивность, имеющую порядок $l_C = 15 \cdot 10^{-9}$ эм, и приняв $\frac{\Delta C_{эфф}}{C_{эфф}} = 0,03\%$, получим $\frac{\Delta C}{l_C} = 12\%$.

Для конденсатора емкостью 200 пф при тех же условиях допустимая погрешность измерения l_C составляет примерно 200%, так что величиной l_C можно уже пренебречь.

Отсюда видно, что значительные погрешности определения индуктивности конденсатора приведут к сравнительно малым относительным погрешностям значений эффективной емкости.

К трудностям калибровки измерительных конденсаторов при повышенных частотах, кроме необходимости определения собственной индуктивности конденсаторов, следует отнести, в частности, и то, что соединение измерительных конденсаторов упомянутых типов между собой, принимаемое при звуковых частотах за параллельное, строго говоря, таковым не является. При повышенных частотах, при которых становится заметной индуктивность конденсатора, необходимо учесть также индуктивность соединительных элементов. Отсюда следует, что арифметическая сумма эффективных емкостей отдельных конденсаторов не равна суммарной эффективной емкости тех же конденсаторов, соединенных в «блок». Очевидно, что обычные калибровочные уравнения, предполагающие арифметическое сложение емкостей при принятом способе соединения конденсаторов и действительные при звуковых частотах, будут неверны для повышенных частот.

Для использования конденсаторов в том или ином диапазоне частот необходимо изучение, во-первых, эквивалентной схемы конденсатора данного типа с целью определения составляющих его собственной индуктивности l_C и, во-вторых, эквивалентной схемы блока конденсаторов, и выяснение влияния соединительных элементов на эффективную емкость блока.

Эквивалентная схема конденсатора

На рис. 2, 3, 4 приведены фотографии и схематическое изображение одного из рассматриваемых типов конденсаторов — конденсатора типа КВМ завода «Эталон». Вывод 1 (рис. 2) этого конденсатора соединен с корпусом, в силу чего конденсатор является двухзажимным.

На рис. 4 и 5 через r , l , C и g с индексами обозначены активные сопротивления и индуктивности токоведущих элементов конденсатора, а также емкости и активные проводимости изоляции между ними. Буква индекса обозначает элемент конструкции: v — верхний ввод, n — нижний ввод, $п$ — система пластин, $к$ — корпус; цифры 1 или 2 — указывают на полярность данного элемента в соответствии с полярностью вводов конденсатора.

Например, $L_{2в}$ — индуктивность второго верхнего ввода; $C_{2ап}$ — емкость между вторым верхним вводом и первой системой пластин, схематически изображенной одной пластиной.

Кроме того, между элементами конструкции конденсатора имеются взаимные индуктивности, которые, в соответствии с принятыми индексами,



Рис. 2. Измерительный воздушный конденсатор типа КВМ.

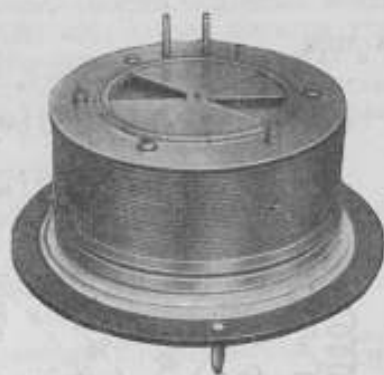


Рис. 3. Измерительный воздушный конденсатор типа КВМ без кожуха.

могут быть обозначены $M_{1в2в}$, $M_{1ап}$ и т. д. Эти взаимные индуктивности невелики вследствие экранирующего действия пластин и сборных колец, сквозь которые проходят выводные стержни, и ими можно пренебречь.

Схема, приведенная на рис. 4, может быть преобразована в эквивалентный четырехполюсник (рис. 5), однако получившаяся схема слишком

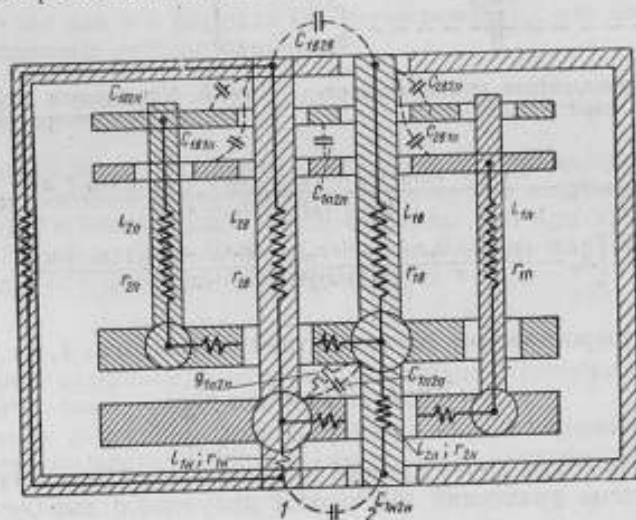


Рис. 4. Схематическое изображение конденсатора типа КВМ.

сложна для анализа и практически неприменима для расчета, ввиду чего для измерительного воздушного конденсатора принята более простая эквивалентная схема (рис. 6). Эта схема весьма близка к реальной схеме как двухзажимного конденсатора, верхний и нижний выводы 1 которого замкнуты на толстый массивный корпус и практически закорочены, так и трехзажимного, индуктивности обоих верхних (нижних) выводов которого заменены одной эквивалентной индуктивностью в правом верхнем (нижнем) выводе, обозначенном индексом 2.

Параметры элементов конструкции конденсатора, приведенные на рис. 6, в дальнейшем именуются «частичными».

Выражение полного входного (между точками 1_n 2_n) сопротивления схемы (рис. 6) имеет вид

$$Z = Z_n + \frac{Z_0 Z_n}{Z_0 + Z_n}, \quad (4)$$

при этом

$$\left. \begin{aligned} Z_n &= r_n + j\omega l_n = r_n + jx_n \\ Z_0 &= r_0 + j\left(\omega l_0 - \frac{1}{\omega C_0}\right) = r_0 + jx_0 \\ Z_n &= r_n + j\left(\omega l_n - \frac{1}{\omega C_n}\right) = r_n + jx_n \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

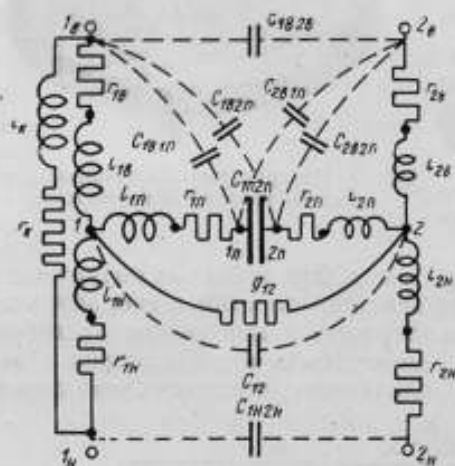


Рис. 5. Эквивалентная схема конденсатора типа KBM.

Подставив уравнение (5) в уравнение (4), после некоторых преобразований получим:

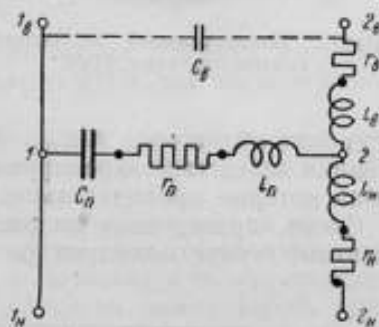


Рис. 6. Упрощенная эквивалентная схема конденсатора типа KBM.

$$\begin{aligned} Z &= r_n + \frac{(r_n r_0 - x_n x_0)(r_n + r_0) + (x_n r_n + x_0 r_0)(x_n + x_0)}{(r_n + r_0)^2 + (x_n + x_0)^2} + \\ &+ j \left[x_n + \frac{(x_n r_0 + x_0 r_n)(r_n + r_0) - (r_n r_0 - x_n x_0)(x_n + x_0)}{(r_n + r_0)^2 + (x_n + x_0)^2} \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Полное сопротивление эквивалентной схемы (рис. 1, а) имеет вид

$$Z = r_c + j \left(\omega l_c - \frac{1}{\omega C_0} \right). \quad (7)$$

Приравняв друг к другу мнимые части уравнений (6) и (7) и заменив x_n согласно системе уравнений (5), решим полученное выражение относительно l_c :

$$l_c = l_n + \frac{1}{\omega^2 C_0} + \frac{x_n x_0}{\omega (x_n + x_0)} \cdot \frac{1 + \frac{x_n r_n^2 + x_0 r_0^2}{(x_n + x_0) x_n x_0}}{1 + \frac{(r_n + r_0)^2}{(x_n + x_0)^2}}. \quad (8)$$

Входящие в выражение (8) частичные индуктивности могут быть измерены по специальной методике, но значение частичной емкости C_n в сумме $C_n + C_0$, дающей статическую емкость, т. е.

$$C_n + C_0 = C_0, \quad (9)$$

может быть оценено только весьма приближенно. Однако эта емкость не может превышать полной емкости по всей длине между верхними выводными стержнями. Для конденсатора типа КВМ емкостью 4000 пф с длиной стержней порядка 100 мм при диаметре 8 мм и расстоянии между центрами 26 мм эта емкость не превысит 10 пф.

Используя измерения частичных индуктивностей подобных конденсаторов, специально произведенные во ВНИИМ, и зная порядок угловых потерь на повышенных частотах, легко показать, что при частотах в несколько мегагерц члены, содержащие частичные активные сопротивления и прибавляющиеся к единице в числителе и знаменателе дроби в выражении (8), несоизмеримо меньше единицы.

Тогда формула (8) может быть переписана в виде

$$l_C = l_n + \frac{1}{\omega^2 C_0} + \frac{x_n x_n}{\omega (x_n + x_n)} + \Delta l_{Cr}, \quad (10)$$

где Δl_{Cr} — весьма малая поправка, внесенная вследствие пренебрежения частичными активными сопротивлениями конденсатора.

Развернув при помощи системы уравнений (5) выражение $\frac{x_n x_n}{x_n + x_n}$, входящее в уравнение (10), и, заменив C_n согласно выражению (9), получим

$$l_C = l_n + \left[l_n + \left(\frac{C_n}{C_0} \right)^2 (l_n + l_n) - 2l_n \frac{C_n}{C_0} \right] \times \\ \times \frac{1 - \frac{\omega^2 l_n' C_n C_0 (C_0 - C_n)}{l_n C_0^2 + C_n^2 (l_n + l_n) - 2 C_0 C_n l_n}}{1 - \omega^2 C_n (l_n + l_n) \left(1 - \frac{C_n}{C_0} \right)} + \Delta l_{Cr}. \quad (11)$$

Здесь, так же как и в формуле (8), легко показать, что члены, включающие ω^2 , намного меньше единицы.

$$l_C = l_n + l_n + \left(\frac{C_n}{C_0} \right)^2 (l_n + l_n) - 2l_n \frac{C_n}{C_0} + \Delta l_{Cf} + \Delta l_{Cr}, \quad (12)$$

где Δl_{Cf} — весьма малая поправка, внесенная вследствие пренебрежения изменением собственной индуктивности конденсатора в функции частоты.

Четвертое слагаемое правой части формулы (12) при принятых значениях $C_n = 10$ пф и $C_0 = 4000$ пф составит 0,005 l_n или приблизительно 0,001 l_C , в силу чего формула (12) переписывается в виде

$$l_C = l_n + l_n + \Delta l_{Cc} + \Delta l_{Cf} + \Delta l_{Cr}, \quad (13)$$

где Δl_{Cc} — малая поправка, внесенная вследствие пренебрежения емкостью между верхними выводами конденсатора.

Имея в виду достаточно большую допустимую погрешность определения собственной индуктивности конденсатора, окончательно получим

$$l_C = l_n + l_n. \quad (14)$$

Соединение двух конденсаторов в блок

При соединении двух или нескольких конденсаторов в блок их устанавливают друг на друга таким образом, что проходные контактные стержни, хорошо видимые на рис. 2 и 3, соединяются друг с другом. В такое соединение войдут верхние вводы конденсатора, обладающие значительной индуктивностью. Индуктивность этих вводов, согласно выражению (14), не учитывается при расчете индуктивности, а следовательно, и эффективной емкости отдельно взятого конденсатора. Отсюда ясно, что арифметическая сумма эффективных емкостей отдельно взятых конденсаторов не равна эффективной емкости блока конденсаторов.

На рис. 7 представлено подобное соединение двух конденсаторов, причем активное сопротивление и дополнительные верхние емкости не изображены, так как выше было показано, что при частотах до 1 Мгц ими можно пренебречь.

Эффективная емкость такого блока, очевидно, может быть найдена, если изобразить его в виде эквивалентной схемы (рис. 8) и в формулу (1) вместо C_0 подставить $C_{01} + C_{02}$, а вместо l_C — соответственно l_{zC} .

Для нахождения выражения индуктивности блока l_{zC} применим тот же способ, что и для нахождения l_C отдельно взятого конденсатора.

Нетрудно заметить, что схема, изображенная на рис. 6, при пренебрежении в ней активными сопротивлениями перейдет в схему, приве-

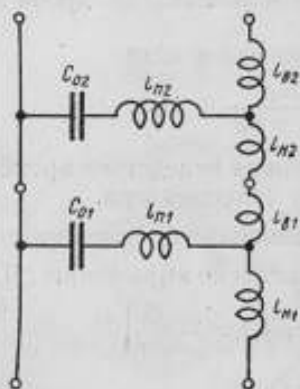


Рис. 7. Схема двух конденсаторов, соединенных в блок.

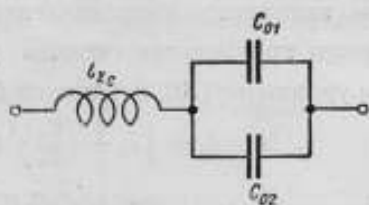


Рис. 8. Эквивалентная схема блока.

денную на рис. 7, а реактивная часть схемы, изображенной на рис. 1, а — в схему, приведенную на рис. 8, если заменить:

$$l_n \text{ на } l_{n1}; l_n \text{ на } l_{n1}; C_n \text{ на } C_{01};$$

$$l_n \text{ на } l_{n1} + l_{n2} + l_{n2}; C_n \text{ на } C_{02};$$

$$C_0 \text{ на } C_{01} + C_{02}; l_C \text{ на } l_{zC}.$$

При этом формула (12), обе поправки которой можно отбросить, примет вид

$$l_{zC} = l_{n1} + l_{n1} + \left(\frac{C_{02}}{C_{01} + C_{02}} \right)^2 (l_{n1} + l_{n1} + l_{n2} + l_{n2}) - 2l_{n1} \frac{C_{02}}{C_{01} + C_{02}}$$

и после некоторых преобразований

$$l_{zC} = l_{n1} + \frac{l_{n1}C_{01}^2 + l_{n2}C_{02}^2 + (l_{n1} + l_{n2})C_{02}^2}{(C_{01} + C_{02})^2} \quad (15)$$

или

$$l_{zC} = l_{n1} + \frac{l_{n1}C_{01}^2 + (l_{n1} + l_{n2})C_{02}^2}{(C_{01} + C_{02})^2} \quad (16)$$

При расчете по формуле (16) не требуется знания частичных индуктивностей верхнего конденсатора; достаточно знать лишь его общую индуктивность l_{C2} .

Соединение нескольких конденсаторов в блок

Пусть даны три конденсатора (рис. 9). Рассуждая так же, как в предыдущем случае, согласно уравнению (16) имеем: для верхних двух конденсаторов

$$l_{\frac{3}{2}} = l_{n2} + \frac{l_{n2}C_{02}^2 + (l_{n2} + l_{c0})C_{03}^2}{(C_{02} + C_{03})^2}$$

и для всей группы

$$l_{\frac{3}{1}} = l_{n1} + \frac{l_{n1}C_{01}^2 + \left(l_{n1} + l_{\frac{3}{2}} \right) (C_{02} + C_{03})^2}{(C_{01} + C_{02} + C_{03})^2}$$

Подставив в числитель выражение для $l_{\frac{3}{2}}$,

получим

$$l_{\frac{3}{1}} = l_{n1} + \frac{l_{n1}C_{01}^2 + l_{n2}C_{02}^2 + l_{n3}C_{03}^2 + (l_{n1} + l_{n2})(C_{02} + C_{03})^2 + (l_{n2} + l_{n3})C_{03}^2}{(C_{01} + C_{02} + C_{03})^2} \quad (17)$$

В общем случае для соединения n конденсаторов в блок будем иметь

$$l_{\frac{n}{1}} = l_{n1} + \frac{\sum_1^n l_{ni}C_{0i}^2 + (l_{n1} + l_{n2}) \left(\sum_2^n C_{0i} \right)^2 + (l_{n2} + l_{n3}) \left(\sum_3^n C_{0i} \right)^2 + \dots + (l_{n(n-1)} + l_{nn}) C_{0n}^2}{\left(\sum_1^n C_{0i} \right)^2} \quad (18)$$

Формула (18) пригодна для суммирования индуктивностей рассматриваемых конденсаторов при частотах порядка 10^9 гц.

Уравнения калибровки конденсаторов при повышенных частотах

Выше было показано, что эффективная емкость соединения нескольких конденсаторов в блок не равна арифметической сумме эффективных емкостей отдельно взятых конденсаторов, иначе говоря — эффективной емкости их параллельного соединения, т. е.

$$(C_{эф\phi_1} + C_{эф\phi_2} + \dots + C_{эф\phi_n})_{блок} \neq (C_{эф\phi_1} + C_{эф\phi_2} + \dots + C_{эф\phi_n})_{парал.} \quad (19)$$

В результате соединения конденсаторов в блок вместо параллельного соединения и в силу неравенства (19), имеющего место при повышенных частотах, методика калибровки, принятая при звуковых частотах, здесь без поправок неприменима и уравнения калибровки должны быть записаны так:

$$\left. \begin{aligned} [3000] &= \{ [2000] + [1000] \}_{блок} + \Delta_1 \\ [4000] &= \{ [3000] + [1000] \}_{блок} + \Delta_2 \\ &\dots \dots \dots \\ [C_{эф\phi_m}] &= \{ [C_{эф\phi_1}] + [C_{эф\phi_2}] + [C_{эф\phi_n}] \}_{блок} + \Delta \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

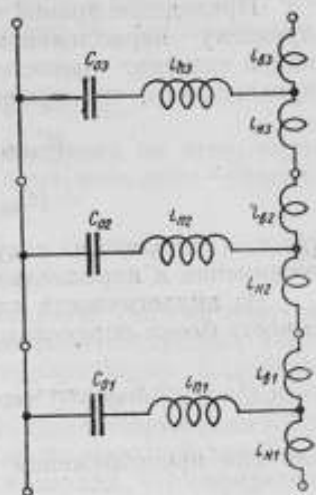


Рис. 9. Схема трех конденсаторов, соединенных в блок.

типов и индуктивность блока, рассчитываемая по одной из формул (16), (17) или (18), в которые вместо C_0 следует также подставлять C (номинальное значение емкости конденсатора).

При составлении системы (24) порядок слагаемых обязательно должен соответствовать порядку установки мер на подставку, в связи с тем, что индуктивность блока меняется от перестановки мер и, следовательно, например,

$$([3000] + [1000])_{\text{блок}} \neq ([1000] + [3000])_{\text{блок}}$$

Для уменьшения эффекта суммирования и поправки на него, меры большего номинального значения следует ставить вниз, меньшего — вверх.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выведенные теоретические положения о влиянии систематической погрешности, вносимой собственными индуктивностями воздушных измерительных конденсаторов, были проверены экспериментально. Для этого на специально сконструированном мосте при частоте 1 Мгц была проведена первоначально калибровка набора однотипных с конденсаторами типа КВМ мер с номинальными значениями от 100 до 5000 пф по методике звуковых частот с полной обработкой данных. Результаты показали, что определенные при калибровке погрешности действительных значений емкости при больших номинальных значениях мер доходят до 0,3%.

Погрешности действительных значений воздушных измерительных конденсаторов, определенных при калибровке по приведенной методике, не превышали 0,01%.

Полные и частичные индуктивности конденсаторов определялись специальными измерениями на куметре.

НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ПОЛУУРАВНОВЕШЕННЫЕ МОСТЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА *

К современным мостам переменного тока для измерения комплексных сопротивлений предъявляют ряд специфических требований: отдельный отсчет, раздельное уравнивание, полярность регулирования, использование активных сопротивлений в качестве переменных параметров, многопредельность, возможность автоматизации и т. п. Обычные уравновешенные мосты не всегда соответствуют этим требованиям и для раздельного измерения параметров комплексного сопротивления используются так называемые полууравновешенные мосты переменного тока.

Отдельные схемы полууравновешенных мостов появились относительно давно [1—3], но возможности их были ограничены применением обычных фазочувствительных указателей. Развитие фазочувствительных указателей привело к созданию целого ряда удобных полууравновешенных мостовых схем [4—7] для определения параметров измеряемого комплексного сопротивления и частоты. Однако все исследованные схемы были симметричными, т. е. такими, в которых модули сопротивлений плеч одной ветви равны между собой. Эти схемы имели такой недостаток, как ограниченность пределов измерения, ибо диапазон измеряемых величин равен диапазону изменений переменного активного сопротивления [5].

Учитывая ряд серьезных преимуществ полууравновешенных мостов по сравнению с уравновешенными (сравнение комплексных сопротивлений с активными, отдельный отсчет, быстрота уравнивания и т. д.), в настоящей работе рассмотрены так называемые несимметричные полууравновешенные четырехплечные мосты с целью выявления их особенностей и возможностей использования в электроизмерительной технике. В работе предполагается, что указатель моста обладает достаточно большим входным сопротивлением и его подключение не искажает заметным образом режима работы моста.

Полууравновешенным мостом переменного тока будем называть неуравновешенный мост, в котором угол α между диагональными напряжениями равен некоторому заданному значению α_0 . Угол α полностью определяется значениями сопротивлений плеч моста. Угол α_0 , который в дальнейшем будем называть углом полууравновесия моста, определяется, как это будет показано ниже, в основном свойствами указателя моста. Равенство

$$\alpha = \alpha_0 \quad (1)$$

представляет собой условие полууравновесия моста в самом общем виде. Полууравновесие наступает при определенном соотношении сопротивлений

* Результаты настоящей работы были доложены на конференции по электроприборостроению в г. Киеве (23—26 октября 1956 г.).

плеч моста*, не зависит от напряжения питания и обнаруживается по особому (например, нулевому) показанию указателя. Для достижения полуравновесия моста необходим один переменный параметр (R , L или C в одном из плеч моста), изменяющий угол α . Этим полууравновешенный мост коренным образом отличается от уравновешенного моста, где необходимы два переменных параметра для достижения равновесия.

Связь между сопротивлением плеч моста и углом α в неуравновешенном четырехплечевом мосте с произвольными комплексными плечами (рис. 1) можно установить из топографической (круговой) диаграммы моста (рис. 2). На диаграмме наглядно выступают характерные для полууравновешенного моста фазовые соотношения между плечевыми напряжениями (U_{ab} , U_{ad} и U_{bc} , U_{dc}). Из треугольников abd и bdc следует, что

$$\frac{U_{ab}}{\sin \angle adb} = \frac{U_{ad}}{\sin \angle abd} \quad \text{и} \quad \frac{U_{bc}}{\sin \angle bdc} = \frac{U_{dc}}{\sin \angle dbc}$$

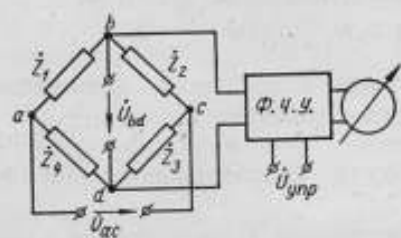


Рис. 1.

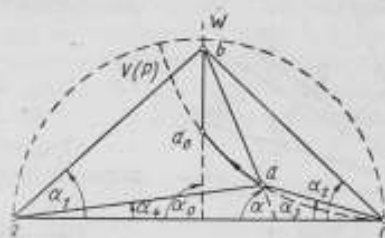


Рис. 2.

Выражая плечевые напряжения через токи ветвей I_b и I_d и модули сопротивлений плеч Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 , а углы треугольников через угол α и углы $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ между плечевыми напряжениями и напряжением питания, получим

$$\frac{I_b Z_1}{\sin(\alpha_1 - \alpha)} = \frac{I_d Z_4}{\sin(\alpha - \alpha_4)} \quad \text{и} \quad \frac{I_b Z_2}{\sin(\alpha - \alpha_2)} = \frac{I_d Z_3}{\sin(\alpha_2 - \alpha)}$$

Разделим одно выражение на другое и получим окончательно

$$F = Z_1 Z_3 \sin(\alpha - \alpha_1) \sin(\alpha - \alpha_3) - Z_2 Z_4 \sin(\alpha - \alpha_2) \sin(\alpha - \alpha_4) = 0. \quad (2)$$

Из диаграммы следует также, что

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \varphi_1 - \varphi_b = \arctg \frac{X_1}{R_1} - \arctg \frac{X_1 + X_2}{R_1 + R_2} \\ \alpha_2 &= \varphi_2 - \varphi_b = \arctg \frac{X_2}{R_2} - \arctg \frac{X_1 + X_2}{R_1 + R_2} \\ \alpha_3 &= \varphi_3 - \varphi_d = \arctg \frac{X_3}{R_3} - \arctg \frac{X_3 + X_4}{R_3 + R_4} \\ \alpha_4 &= \varphi_4 - \varphi_d = \arctg \frac{X_4}{R_4} - \arctg \frac{X_3 + X_4}{R_3 + R_4} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ — углы сопротивления плеч моста;
 φ_b, φ_d — углы сопротивления ветвей моста.

Соотношение (2) является исходным при исследовании любого полууравновешенного моста. Условие полуравновесия найдем из соотношения (2) после подстановки вместо α угла полуравновесия α_0 .

Из соотношения (2) видно, что α зависит от двух неизвестных параметров измеряемого комплексного сопротивления и, следовательно,

* Условие полуравновесия (1) в конкретных схемах иногда совпадает с одним из двух условий равновесия аналогичного уравновешенного моста: отсюда происхождение названия «полууравновешенный мост». Согласно уравнению (1), эти мосты следовало бы называть «фазоуравновешенными».

в уравнение (1) входит два неизвестных. Поэтому определение значения того или иного параметра Z_1 из условия (1) в общем случае невозможно; необходимо выбрать схему моста и угол полуравновесия α_0 таким образом, чтобы в условии полуравновесия входил только один искомый параметр или чтобы влиянием второго параметра можно было пренебречь.

Особыми показаниями указателя, не зависящими от напряжения питания моста, может быть нулевое показание или экстремум показаний. При применении фазонечувствительного указателя нулевое показание исключено, так как $U_{bd} \neq 0$, и обычно наблюдается минимум показаний указателя в процессе уравнивания моста изменением параметра P^* . Нахождение минимума неудобно, тем более что чувствительность схемы к изменениям параметра P в момент полуравновесия равна нулю. Поэтому в дальнейшем рассматривается работа моста в сочетании с фазочувствительным указателем (ф. ч. у.).

Как известно, показание ф. ч. у.

$$P \equiv U_{\text{изм}} \cos(K, \dot{U}_{\text{изм}}),$$

где $\dot{U}_{\text{изм}}$ — вектор измеряемого напряжения;

K — вектор коммутации ф. ч. у.

Предполагается, что показание ф. ч. у. не зависит от модуля управляющего напряжения $\dot{U}_{\text{упр}}$ [8].

Введем обозначения в соответствии с векторной диаграммой (рис. 3) и схемой моста (рис. 1); тогда

$$P \equiv U_{bd} \cos(\alpha - \beta - \gamma), \quad (4)$$

где β — угол между \dot{U}_{ac} и $\dot{U}_{упр}$, зависящий от выбора напряжения в схеме для использования в качестве $\dot{U}_{упр}$. Из круговой диаграммы (рис. 2) следует, что в общем случае угол β может принимать пять значений — $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ или 0;

γ — угол между $\dot{U}_{упр}$ и K , зависящий от конструктивных особенностей ф. ч. у. (при наличии фазосдвигающего устройства угол γ может принимать любые значения).

При работе ф. ч. у. обычно используют нулевое показание; следовательно, угол полуравновесия

$$\alpha_0 = \pm \frac{\pi}{2} + \beta + \gamma. \quad (5)$$

Рассмотрим процесс уравнивания моста (рис. 2). Примем $\beta = 0$ и $\gamma = 0$, тогда $\alpha_0 = \frac{\pi}{2}$. Это означает, что $\dot{U}_{упр}$ совпадает по фазе с напряжением питания моста; внутреннего сдвига фаз в ф. ч. у. нет, и нулевое показание ф. ч. у. наступает в тот момент, когда \dot{U}_{bd} становится перпендикулярно \dot{U}_{ac} .

Пусть переменный параметр P , уравнивающий мост, входит в сопротивление нижней ветви моста. Тогда при изменении параметра P точка d будет перемещаться по дуге окружности $V(P)$. Из диаграммы следует, что моменту полуравновесия соответствует точка пересечения $V(P)$ (точка d_0 , когда $P = P_0$) с прямой \dot{W} , проведенной через неподвижную вершину моста (точка b) под углом α_0 к оси абсцисс. Если \dot{W} не пересекает $V(P)$, то полуравновесие невозможно; если \dot{W} касается $V(P)$ — полуравновесие возможно, но полярность регулирования отсутствует, ибо при $P \geq P_0$ показания ф. ч. у. не меняют знака; если \dot{W} пересекает

* Условие полуравновесия можно представить также в виде $\frac{\partial U_{bd}}{\partial P} = 0$.

$V(P)$ в двух точках, то условие полуравновесия неоднозначно, если же \tilde{W} пересекает $V(P)$ в одной точке (рис. 2) — полуравновесие возможно и условие полуравновесия однозначно.

Таким образом, полууравновешенный мост с ф. ч. у. обладает бесконечно большим числом состояний полуравновесия, но практически можно воспользоваться лишь немногими из них. Условие полуравновесия не зависит от выбора переменного параметра и определяется исключительно схемой включения и внутренним сдвигом фаз ф. ч. у. При проектировании полууравновешенных мостов необходимо предусматривать однозначность условия полуравновесия и полярность регулирования для всех используемых значений α_0 и P .

Перейдем к рассмотрению конкретных мостов, предназначенных для измерения одной составляющей комплексного сопротивления, а также частоты. Практический интерес, как и в случае применения уравновешенных схем [9], представляют полууравновешенные схемы с ограниченным числом комплексных плеч. В дальнейшем исследуются схемы с двумя сопротивлениями плеч нижней ветви, удовлетворяющими требованию $\varphi_3 = \varphi_4$.

Примем $\varphi_3 = \varphi_4 = 0$ (для иных значений $\varphi_3 = \varphi_4$ следует заменить R_3 и R_4 на Z_3 и Z_4), сопоставим выражения (2) и (5) и получим условие полуравновесия

$$F = Z_1 R_3 \cos(\beta + \gamma - \alpha_1) - Z_2 R_4 \cos(\beta + \gamma - \alpha_2) = 0. \quad (6)$$

При выполнении условия $\alpha_1 < \alpha_0 < \alpha_2$ и при использовании в качестве переменного параметра сопротивлений, входящих в нижнюю ветвь, полуравновесие в указанных схемах возможно, а условие полуравновесия однозначно (прямая \tilde{W} всегда пересекает отрезок ac). При этом также обеспечивается полярность регулирования при любых значениях P . Кроме того, в рассматриваемых схемах путем соответствующего выбора углов β и γ можно обеспечить отсчет искомого параметра непосредственно по шкале переменного параметра, независимо от значения второго, неизвестного параметра измеряемого комплексного сопротивления.

На основании вышеизложенного предлагается ряд несимметричных полууравновешенных мостов для измерения одного параметра. Схемы мостов и их основные характеристики указаны в табл. 1.

В схемах для измерения R_1 , L_1 и C_1 управляющее напряжение снимается со второго плеча и не изменяется в процессе уравновешивания (при $\dot{Z}_2 = \text{const}$), что упрощает требования к ф. ч. у. В многопредельном мосте для измерения частоты (симметричный мост был рассмотрен в литературе [4, 5]) удобно принять $\frac{1}{2\pi R_1 C_2}$ равным $(1, 2, 5) \times 10^n$ гц, тогда шкала отношений (например, шкала реохорда) перекроет все значения f для одного предела измерений при условии $0,32 < \frac{R_2}{R_4} < 2,05$. Шкала при этом пропорциональна f и имеет постоянную относительную погрешность отсчета.

Характерной особенностью всех приведенных многопредельных мостов является возможность осуществления как переменного параметра (шкала моста), так и устройства для изменения пределов измерения (множитель моста) в виде регулируемых активных сопротивлений.

По своей природе полууравновешенные мосты предназначены для измерения одного параметра*. Однако возможно создание схем для

* В симметричных полууравновешенных мостах [5] определение второго параметра измеряемого комплексного сопротивления производится по напряжению U_{bd} . В момент полуравновесия $U_{bd} = \frac{1}{2} \left(\text{tg} \frac{\varphi_1 - \varphi_3}{2} + \text{tg} \frac{\varphi_2 - \varphi_4}{2} \right) U_{ac}$ и по известным значениям φ_1 , φ_2 , φ_3 , φ_4 и U_{ac} находят φ_1 . В несимметричных полууравновешенных мостах в момент полуравновесия U_{bd} является сложной функцией параметров схемы и не может быть использовано для прямого определения второго параметра измеряемого сопротивления.

Таблица 1

Измержная параметр	Схема цепи	Угол полуравновесия и параметры α, β, γ	Условие полуравновесия	Импорт (параметр)		Абсолютная чувствительность к относительным изменениям параметра P	Относительная погрешность от погрешности установки вектора коммутации
				Импорт (метр P)	Можно тем же P		
R_1		$\alpha_0 = \frac{\pi}{2} - \varphi_b$ $\beta = \alpha_2$ $\gamma = 0$	$R_1 = \frac{R_2 R_4}{R_3}$	R_2	$\frac{R_1}{R_3}$	$\frac{k}{(1+k)^2} \left[1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \varphi_1}{(1+k)^2} \right]^{-\frac{1}{2}}$	$\delta R_1 = \operatorname{tg} \varphi_1 \cdot \Delta \gamma$
C_1		$\alpha_0 = -\varphi_b$ $\beta = \alpha_2$ $\gamma = 0$	$C_1 = \frac{C_2 R_3}{R_4}$	R_3	R_4	$\frac{k}{(1+k)^2} \left[1 + \frac{c \operatorname{tg}^2 \varphi_1}{(1+k)^2} \right]^{-\frac{1}{2}}$	$\delta C_1 = -c \operatorname{tg} \varphi_1 \cdot \Delta \gamma$
L_1		$\alpha_0 = -\varphi_b$ $\beta = \alpha_2$ $\gamma = \frac{\pi}{2} - \varphi_2$	$L_1 = \frac{L_2 R_3}{R_4}$	R_4	R_3	$\frac{k}{(1+k)^2} \left[1 + \left(\frac{c \operatorname{tg} \varphi_1 + k \cdot c \operatorname{tg} \varphi_2}{1+k} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$	$\delta L_1 = (c \operatorname{tg} \varphi_2 - c \operatorname{tg} \varphi_1) \cdot \Delta \gamma$
f		$\alpha_0 = \frac{\pi}{2}$ $\beta = 0$ $\gamma = 0$	$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_2}$	$\frac{R_4}{R_3}$	R_1	$\frac{k}{(1+k)^2}$	$\delta f = \frac{1}{2} \left(\sqrt{k} + \frac{1}{\sqrt{k}} \right) \cdot \Delta \gamma$

определения двух параметров измеряемого комплексного сопротивления путем:

а) совмещения в одном мосте двух полууравновешенных мостов, каждый из которых предназначен для измерения одного параметра;

б) двойного уравновешивания одной схемы при двух значениях угла полуравновесия, соответствующих двум установкам вектора коммутации ф. ч. у.;

в) двойного уравновешивания одной схемы при двух значениях угла полуравновесия, соответствующих двум схемам включения ф. ч. у.

В отличие от уравновешенных мостов, где измерение двух искомого параметров происходит одновременно в момент равновесия, в полууравновешенных мостах измерение производится **разновременно**, т. е. сначала измеряется один параметр (в момент первого полуравновесия), а затем другой параметр (в момент второго полуравновесия). В связи с указанной особенностью полууравновешенных мостов возникает возможность использования одного переменного параметра для измерения двух искомого параметров. Разумеется, когда это целесообразно, возможны схемы с двумя переменными параметрами.

На основании вышесказанного предлагается ряд несимметричных полууравновешенных мостов для измерения двух параметров. Схемы мостов, а также их основные характеристики указаны в табл. 2. Во всех приведенных схемах шкала и множитель моста могут быть выполнены в виде регулируемых активных сопротивлений. Следует особо подчеркнуть, что множитель моста может принимать разные значения при определении двух параметров одного измеряемого объекта. В уравновешенных мостах подобная возможность отсутствует, и уравновешенный мост, многопредельный по обоим параметрам, принципиально нельзя осуществить.

В схеме для измерения R_1 и C_1 совмещены два полууравновешенных моста и при переходе от измерения R_1 к измерению C_1 в схеме R_2 заменяется на C_2 , а R_3 и R_4 меняются местами. Схема включения ф. ч. у. и установка вектора коммутации при этом не изменяются.

В схеме для измерения R_1 и L_1 при переходе от измерения R_1 к измерению L_1 вектор коммутации поворачивают на угол $\frac{\pi}{2}$ относительно первоначального положения при помощи фазовращателя. Если указанный поворот трудно осуществить, схема для измерения R_1 и L_1 также может быть построена по принципу совмещения двух полууравновешенных мостов. В этом случае для измерения R_1 служит мост, в котором $Z_2' = R_2' + \frac{1}{j\omega C_2'}$, а для измерения L_1 — мост, в котором $Z_2'' = R_2'' + j\omega L_2''$, причем $L_2'' = R_2'' C_2''$ и $\gamma = \varphi_2'$.

В схеме для измерения R_1 и $\cos \varphi_1$ управляющим напряжением ф. ч. у. при измерении $\frac{R_1}{\cos^2 \varphi_1}$ служит напряжение на первом плече. Раздельный отсчет по R_1 и $\cos \varphi_1$ отсутствует, что является недостатком схемы.

В схеме для измерения Z_1 и $\cos \varphi_1$ имеет место раздельный отсчет, однако пределы измерений Z_1 здесь ограничены, так как при первом уравновешивании схема представляет собой симметричный полууравновешенный мост (подобный симметричный мост с фазонечувствительным указателем и с дифференциальным фазонечувствительным указателем был исследован ранее [2, 7]). При измерении конденсаторов с малыми потерями в указанной схеме получим $X_1 = Z_1 \sin \varphi_1 \simeq R_2$ и $\text{tg } \delta_1 \simeq \cos \varphi_1 = \frac{R_4}{R_3}$.

На базе рассмотренных схем можно также осуществить автоматический мост для измерения комплексных сопротивлений, отличающийся от уравновешенных автоматических мостов тем, что отсчет обеих измеряемых величин производится при помощи одного переменного параметра.

Таблица 2

Название параметров	Схема моста	Угол поворота несущих и параметры ф. ч. у.	Условие поворота несущих	Множители (варианты)		Абсолютная чувствительность к относительным изменениям параметра Р	Относительная погрешность от неточности установления вектора коммутации
				Иллюстрация (вариант)	Множители (варианты)		
R_1 и C_1		$\alpha_0 = \frac{\pi}{2} - \varphi_0$ $\beta = \alpha_2$ $\gamma = 0$	$R_1 = \frac{R_2 R_4}{R_3}$ $C_1 = \frac{C_2 R_4}{R_3}$	R_4	$\frac{k'}{(1+k')^2} \left[1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \varphi_1}{(1+k')^2} \right]^{-\frac{1}{2}}$	$\delta R_1 = \operatorname{tg} \varphi_1 \cdot \Delta \gamma$	
				R_3			$\frac{k''}{(1+k'')^2} \left[1 + \left(\frac{k'' \operatorname{ctg} \varphi_1}{1+k''} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$
R_1 и L_1		$\alpha_0 = \frac{\pi}{2} - \varphi_0$ $\beta = \alpha_2$ $\gamma = -\varphi_2$	$R_1 = \frac{R_2 R_4}{R_3}$ $L_1 = \frac{L_2 R_4}{R_3}$	R_1	$\frac{k'}{(1+k')^2} \left[1 + \left(\frac{\operatorname{tg} \varphi_1 + k' \operatorname{tg} \varphi_2}{1+k'} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$	$\delta R_1 = (\operatorname{tg} \varphi_2 - \operatorname{tg} \varphi_1) \cdot \Delta \gamma$	
				R_3			$\frac{k''}{(1+k'')^2} \left[1 + \left(\frac{\operatorname{ctg} \varphi_1 + k'' \operatorname{ctg} \varphi_2}{1+k''} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$
R_1 и $\cos \varphi_1$		$\alpha_0 = \frac{\pi}{2} - \varphi_0$ $\beta' = \alpha_2$ $\gamma = 0$	$R_1 = \frac{R_2 R_4}{R_3}$ $R_1 = \frac{R_2 R_4}{\cos^2 \varphi_1}$	R_4	$\frac{k'}{(1+k')^2} \left[1 + \frac{\operatorname{tg}^2 \varphi_1}{(1+k')^2} \right]^{-\frac{1}{2}}$	$\delta R_1 = \operatorname{tg} \varphi_1 \cdot \Delta \gamma$	
				R_3			$\frac{k''}{(1+k'')^2} \left[1 + \left(\frac{k'' \operatorname{tg} \varphi_1}{1+k'' + \operatorname{tg}^2 \varphi_1} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$
Z_1 и $\cos \varphi_1$		$\alpha_0 = \frac{\pi}{2} - \varphi_0$ $\beta' = \alpha_2$ $\gamma = 0$	$Z_1 = R_2$ $(R_3 = R_4)$ $\cos \varphi_1 = \frac{R_1}{R_3}$ $(Z_1 = R_2)$	R_2	$\frac{1}{2(1 + \cos \varphi_1)}$	$\delta Z_1 = \sin \varphi_1 \cdot \Delta \gamma$	
				R_4			$\frac{\cos \varphi_1}{4 \cos^2 \frac{\varphi_1}{2}}$

Следовательно, не только измерительная, но и автоматическая части подобного моста значительно упрощаются.

Рассмотрим чувствительность полууравновешенного моста с ф. ч. у. В неуравновешенном мосте (рис. 1) в режиме холостого хода имеет место соотношение

$$\dot{U}_{bd} = \left(\frac{\dot{Z}_4}{\dot{Z}_3 + \dot{Z}_4} - \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} \right) \dot{U}_{ac} = A \dot{U}_{ac}. \quad (7)$$

Комплексный коэффициент A можно представить в виде

$$A = a_x + ja_y = ae^{j\alpha}, \quad (8)$$

тогда действительная и мнимая составляющие коэффициента A выразятся через активные и реактивные составляющие сопротивлений плеч следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} a_x &= \frac{R_4(R_1 + R_4) + X_4(X_3 + X_4)}{(R_3 + R_4)^2 + (X_3 + X_4)^2} - \frac{R_1(R_1 + R_2) + X_1(X_1 + X_2)}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2} \\ a_y &= \frac{R_3X_4 - X_3R_4}{(R_3 + R_4)^2 + (X_3 + X_4)^2} + \frac{R_1X_2 - X_1R_2}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 + X_2)^2} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Подставим в выражение (4) значение $U_{bd} = aU_{ac}$, тогда абсолютная чувствительность схемы по напряжению к абсолютным изменениям параметра P (на 1 в напряжения питания) будет

$$S_P = \frac{\partial}{\partial P} [a \cos(\alpha - \beta - \gamma)]. \quad (10)$$

Произведем замену $a = \sqrt{a_x^2 + a_y^2}$ и $\alpha = \text{arctg} \frac{a_y}{a_x}$, продифференцируем и, учитывая, что $\frac{\partial \gamma}{\partial P} = 0$, получим

$$S_P = \left(\frac{\partial a_x}{\partial P} + a_x \frac{\partial \beta}{\partial P} \right) \cos(\beta + \gamma) + \left(\frac{\partial a_y}{\partial P} - a_y \frac{\partial \beta}{\partial P} \right) \sin(\beta + \gamma). \quad (11)$$

Выражение (11) является общим выражением чувствительности неуравновешенного моста при любой схеме включения ф. ч. у., любых установках вектора коммутации и любом показании указателя. Для определения чувствительности конкретного полууравновешенного моста в выражение (11) после окончательного дифференцирования подставляют условие полуравновесия моста. Иногда нахождение производных по параметру P оказывается громоздким, а по некоторому другому параметру Q — простым. Поэтому установим связь между чувствительностью схемы к изменению параметра P и чувствительностью схемы к изменениям параметра Q . Пусть малое изменение ΔP параметра P выведет мост из состояния полуравновесия, а изменение ΔQ параметра Q восстановит полуравновесие, т. е. нулевое показание указателя. Тогда

$$\Delta F \equiv S_P \Delta P + S_Q \Delta Q = 0.$$

При этом условии полуравновесия F не нарушается, так как оно не зависит от выбора переменного параметра, т. е.

$$\Delta F = \frac{\partial F}{\partial P} \Delta P + \frac{\partial F}{\partial Q} \Delta Q = 0.$$

Следовательно, в момент полуравновесия S_P и S_Q связаны соотношением

$$S_P = S_Q \frac{\frac{\partial F}{\partial P}}{\frac{\partial F}{\partial Q}}, \quad (12)$$

которое позволяет в отдельных случаях значительно упростить расчет чувствительности моста.

В табл. 1 и 2 приведены рассчитанные по формулам (6), (9), (11) и (12) выражения для абсолютной чувствительности предлагаемых полууравновешенных мостов к относительным изменениям параметра P (шкалы моста)*. Расчет показывает, что чувствительность аналогичных уравновешенных мостов имеет тот же порядок.

Для полууравновешенных мостов с ф. ч. у. характерна погрешность показаний от неточной установки вектора коммутации ф. ч. у. (рис. 3). Неточность $\Delta\gamma$ приведет к нарушению условия полуравновесия на величину $\Delta F = \frac{\partial F}{\partial \gamma} \cdot \Delta\gamma$, которую можно компенсировать соответствующим изменением ΔQ параметра Q .

Тогда

$$\frac{\partial F}{\partial \gamma} \cdot \Delta\gamma = \frac{\partial F}{\partial Q} \Delta Q,$$

откуда

$$\Delta Q = \frac{\frac{\partial F}{\partial \gamma}}{\frac{\partial F}{\partial Q}} \Delta\gamma. \quad (13)$$

Величина ΔQ является мерой искомой погрешности от наличия $\Delta\gamma$, выраженной в значении параметра Q . Относительную погрешность найдем по формуле

$$\delta Q = \frac{\frac{\partial F}{\partial \gamma}}{\frac{\partial F}{\partial Q}} \cdot \frac{\Delta\gamma}{Q}. \quad (14)$$

Соотношения (13) и (14) верны не только для ф. ч. у., показания которых пропорциональны $\cos(K, \hat{U}_{\text{вн}})$, но и для иных ф. ч. у., например для осциллоскопа [10]. В последнем случае $\alpha_0 = \beta + \gamma$, если на экране отмечают момент превращения эллипса в наклонную прямую, или $\alpha_0 = \frac{\pi}{2} + \beta + \gamma$, если на экране отмечают моменты совмещения осей эллипса с осями экрана.

В табл. 1 и 2 приведены рассчитанные по формулам (13) и (14) выражения для погрешности полууравновешенных мостов от неточной установки вектора коммутации, которые необходимы при установлении требований к ф. ч. у.

Основные результаты работы

1. Составлено условие полуравновесия моста в общем виде и исследован процесс уравновешивания моста с ф. ч. у. Существование и однозначность условия полуравновесия, а также полярность регулирования обеспечиваются при $\alpha_1 < \alpha_n < \alpha_2$, $\alpha_3 = \alpha_4 = 0$ и при условии, что

* Отношение сопротивлений $\frac{R_3}{R_4}$ обозначено в таблицах через k ; $\frac{R_3'}{R_4}$ через k' и $\frac{R_3''}{R_4}$ через k'' .

переменный параметр входит в нижнюю ветвь моста. Непосредственный отсчет одного из параметров Z_1 возможен при определенных значениях углов β и γ ф. ч. у.

2. Предложен и рассмотрен ряд несимметричных полууравновешенных мостов для измерения одного и двух параметров Z_1 и частоты. Измерение двух параметров Z_1 можно осуществить при помощи одного переменного параметра. В многопредельных мостах шкала и множитель пределов могут быть выполнены в виде активных сопротивлений. В отличие от уравновешенных мостов полууравновешенные мосты многопредельны по обоим искомым параметрам.

3. Найдено общее выражение для чувствительности неуравновешенного моста переменного тока с ф. ч. у. и произведен расчет чувствительности предложенных полууравновешенных мостов. Рассчитаны погрешности показаний полууравновешенных мостов от неточной установки вектора коммутации ф. ч. у.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. М. Михайлов, «Электричество», № 9, 1926.
2. M. Grätzmacher, T. u. F. Technik, Bd. 23, № 2, 1934.
3. A. Campbell, Proc. Phys. Soc., v. 53, № 295, 1941.
4. J. Köpfer, Messbrücken und Kompensatoren, Bd. 1, 1935.
5. К. Б. Карандеев, Л. Я. Мизюк, В. А. Петровский, Научные записки ИМА АН УССР, т. III, вып. 2, 1954, стр. 3.
6. К. Б. Карандеев, Л. Я. Мизюк, Г. А. Штамбергер, Довідні АН УРСР, № 6, 1955, стр. 458.
7. К. Б. Карандеев, Л. Я. Мизюк, Г. А. Штамбергер, Научные записки ИМА АН УССР, т. V, вып. 4, 1955, стр. 64.
8. М. И. Левин, Труды МГИИП, вып. 2, 1950, стр. 32.
9. К. Б. Карандеев, З. И. Зеликовский, «Электричество», № 6, 1951, стр. 59.
10. З. И. Зеликовский, «Измерительная техника», № 5, 1957.

определяемом начальной емкостью конденсатора и емкостью сопротивления R_4 . Вводя обозначение

$$\Delta C_4 = C_4 - C_{40}$$

и учитывая, что постоянная времени плеча

$$\tau_{40} = \frac{L_4}{R_4} - C_{40}R_4 \cong \frac{L_4}{R_4} - C_x R_2,$$

получим после соответствующих преобразований

$$C_x = C_0 \frac{R_4}{R_2} \left[1 + \omega \tau_{40} \operatorname{tg} \delta_x + \omega^2 C_{40} R_4 \left(\frac{L_4}{R_4} - \frac{L_2}{R_2} \right) \right]; \quad (3)$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega \Delta C_4 R_4 \left[1 + \omega \tau_{40} \operatorname{tg} \delta_x + \omega^2 C_{40} R_4 \left(\tau_{40} + \frac{L_4}{R_4} \right) \right]. \quad (4)$$

Как видно из последних выражений, для уменьшения частотной погрешности моста необходимо выбрать сопротивление плеча R_4 таким, чтобы постоянная времени τ_{40} и индуктивность L_4 были минимальными. Поскольку начальная емкость конденсатора C_4 с монтажными проводниками лежит в пределах $20 - 25$ пф, а индуктивность последних остается примерно постоянной, необходимо было выбрать $R_4 = 100$ ом, так как дальнейшее уменьшение сопротивления привело бы к возрастанию значения члена $\frac{L_4}{R_4}$.

При сопротивлении $R_4 = 100$ ом, значении $L_4 \cong 0,5$ мкген τ_{40} будет $3 \cdot 10^{-9}$ сек. Ограничив верхний предел измеряемых углов потерь конденсаторов величиной $\operatorname{tg} \delta_x = 0,05$, получаем, что относительная погрешность измерения $C_x = C_0 \frac{R_4}{R_2}$ составит

$$\omega \tau_{40} \operatorname{tg} \delta_x + \omega^2 C_{40} R_4 \left(\frac{L_4}{R_4} - \frac{L_2}{R_2} \right) = 0,001 \pm 0,0005 = 0,0015 \pm 0,0005,$$

т. е. величину, не превышающую $0,15\%$ при наибольшем допустимом измеряемом угле потерь. Погрешность измерения угла потерь, определяемого выражением $\operatorname{tg} \delta_x = \omega \Delta C_4 R_4$, будет того же порядка, в то время как для угла потерь такая точность и не требуется.

Очевидно, что для правильного измерения угла потерь измерительный конденсатор C_0 должен быть «беспотерьным», что может быть выполнено только при применении конденсатора, выполненного по трехзаямной схеме (рис. 2), с тем, чтобы между рабочими электродами 1 и 2 не было иного диэлектрика, кроме воздуха, а поддерживающие электроды изоляторы находились между соответствующим электродом и корпусом. Соединяя корпус такого конденсатора с вершиной 1 моста, мы включим одну из емкостей (C_{12} или C_{23}) параллельно указателю равновесия, что не внесет погрешность, а вторую включим параллельно плечу R_4 . При замене измерительных конденсаторов будет меняться значение шунтирующей плечо R_4 емкости, что может вызывать погрешность измерения угла потерь. При включении в плечо C_x различных конденсаторов может меняться емкость, шунтирующая плечо R_2 и плечо C_0 , за счет паразитных емкостей между конденсатором C_x и вершинами Б и Г моста, что может вызвать погрешность измерения емкости и угла потерь.

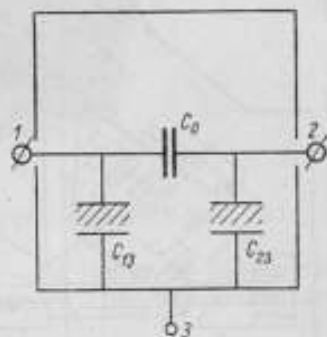


Рис. 2. Схема трехзаямного конденсатора.

экрана между рабочими электродами, и четырех трехзажимных конденсаторов 40, 30, 20 и 10 пф. Переключателем P_2 осуществляется соединение этих конденсаторов в сочетаниях, образующих ступени декады с наибольшим значением 100 пф, причем отключенные конден-

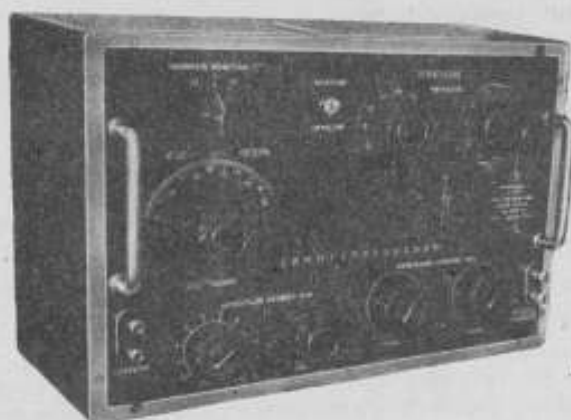


Рис. 4. Мост для измерения малых емкостей типа ММЕ-2.

саторы обоими выводами соединяются с корпусом моста во избежание возникновения неучитываемой паразитной емкости, шунтирующей это плечо.

Внешний вид прибора и внутреннее расположение элементов видны на рис. 4 и 5.

Для включения измеряемого конденсатора служат экранированные гнезда, расположенные на верхней части моста.

Для питания моста был разработан генератор типа ГВЧ мощностью 0,25 вт при нагрузке 100 ом. В качестве указателя равновесия используется приемник типа ПР-4П с оконечным прибором типа ПМ-70, которому после некоторого изменения присвоено обозначение УРУ-1. Порог чувствительности указателя равновесия составляет около 2 мкв в диапазоне частот от 150 кГц до 12 МГц.

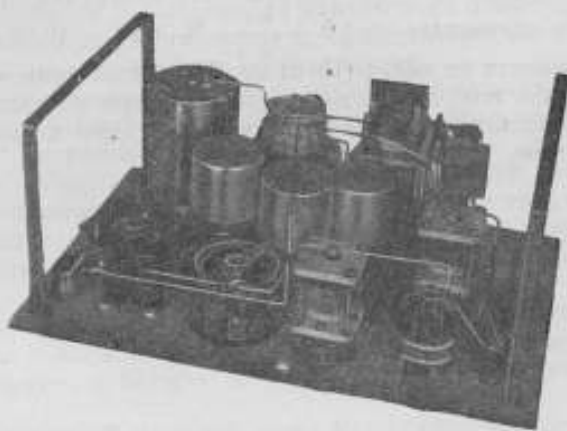


Рис. 5. Расположение внутренних элементов моста типа ММЕ-2.

Разработанный мост выполнен как прямоотсчетный, т. е. величина измеренной емкости и угла потерь отсчитывается непосредственно по шкалам прибора, за исключением участка шкалы конденсатора переменной емкости от 0 до 0,5 пф, где необходимо пользоваться градуировочной таблицей.

Так как при измерении малой емкости используется множитель моста « $\times 0,1$ », то мост является прямоотсчетным от 0,05 пф и выше.

Мост имеет следующие технические характеристики: диапазон измерения емкости составляет от 0,002 до 1000 пф при угле потерь не более 0,05 радиана и частоте 1 МГц; диапазон измерения угла потерь — от 0,001 до 0,05 радиана для емкости от 1 до 1000 пф.

Относительная погрешность измерения емкости не превышает

$$\pm \left(0,2 + \frac{2a}{C} + bC \right) \%,$$

где C — значение емкости в $n\phi$;
 a — множитель отношения плеч моста;
 $a = 0,001$ при множителе « $\times 10$ » и
 $a = 0$ для двух других множителей моста.
Абсолютная погрешность моста меньше

$$\pm (0,002C + 0,02a + bC^2) n\phi.$$

Большинство изготовленных экземпляров мостов этого типа имело значительно меньшие погрешности, так что ряд мостов был выпущен с погрешностью меньше $\pm \left(0,1 + \frac{a}{C} + bC \right) \%$. Возрастание погрешности на множителе « $\times 10$ » с увеличением емкости объясняется большим значением эффективной емкости образцовых конденсаторов, обусловленной их остаточными индуктивностями, что не учитывалось при поверке моста, так как за значение емкости образцовых воздушных конденсаторов принималась их емкость, определенная при частоте 1000 гц . Как известно, частотная погрешность конденсаторов равняется $\omega^2 CL$. В нашем случае для набора образцовых конденсаторов на 1000 $n\phi$ она составляет 0,01; следовательно, остаточная индуктивность набора конденсаторов и подводки плеча равна 0,25 мкгн , что несколько больше, чем мы предполагали.

Мосты были испытаны при разных частотах, при этом оказалось, что погрешность измерения емкости не превышает указанной выше при множителе « $\times 1$ » в пределах от 0,5 до 2 Мгц и при множителях « $\times 0,1$ » и « $\times 10$ » — от 0,9 до 1,1 Мгц . Погрешность измерения угла потерь при частоте 1 Мгц не превышает $\pm \left(2 + \frac{0,1}{\text{tg}^2 \delta_x} \right) \%$ или $\pm (0,02 \text{ tg } \delta_x + 0,001)$ радиана для емкости не менее $(10 \cdot a) n\phi$. При испытании мостов, как правило, погрешность получалась значительно меньше и можно было измерять угол потерь конденсаторов емкостью в два и даже в три раза меньше, чем указано выше.

ИЗМЕРЕНИЕ БОЛЬШИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ МЕТОДОМ РАЗРЯДА КОНДЕНСАТОРА ПРИ ПОСТОЯННОМ НАПРЯЖЕНИИ

Вопросу точного измерения больших сопротивлений посвящен целый ряд работ как в СССР, так и за границей. В частности, во Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии им. Д. И. Менделеева (ВНИИМ) была разработана образцовая мостовая установка, позволяющая измерять сопротивления от 10^5 до 10^9 ом с погрешностью измерения, не превышающей $0,002 \pm 0,1\%$ [1]. Однако измерение сопротивлений до 10^9 ом уже не может удовлетворить запросы промышленности. Необходимой стала разработка образцовой аппаратуры, позволяющей производить точные измерения сопротивлений до $10^{11} \pm 10^{13}$ ом.

Рассмотрение ряда способов измерения больших сопротивлений показало, что для точного измерения наибольший интерес представляют нулевые методы. Например, известны схемы Гюбнера [2] и Скотта [3, 4], в основу которых положен компенсационный метод Таунсенда [5]. Эти схемы имеют некоторые особенности, позволяющие значительно повысить точность измерения. К сожалению, в литературе, приведенной выше, отсутствует теоретический анализ источников погрешностей.

В настоящей статье приведено описание метода измерения, принятого в лаборатории, а также дан краткий теоретический анализ источников погрешностей и способов их устранения или учета.

В основу рассматриваемого метода положен известный принцип разряда конденсатора через измеряемое сопротивление при постоянном напряжении на конденсаторе. Однако как принципиальная схема, так и предлагаемая конструкция отдельных узлов аппаратуры, имеют некоторые особенности.

На рис. 1 представлена принципиальная схема установки. Основными ее элементами являются конденсатор переменной емкости C_1 , нулевой указатель H (типа электрометра) и батарея B с делителем напряжения (r_1, r_2).

Перед началом измерения ключ K_1 замкнут, ключ K_2 находится в положении 2. При этом конденсатор C_1 заряжен до напряжения батареи U_0 , а через измеряемое сопротивление r_x проходит постоянный ток, зависящий от величины r_x и от напряжения, снимаемого с делителя.

Процесс измерения начинается с момента времени, когда ключ K_1 размыкается и конденсатор C_1 начинает разряжаться через измеряемое сопротивление и через часть делителя r_1 . Одновременно с размыканием ключа K_1 приводится во вращение ротор конденсатора C_1 , емкость которого уменьшается таким образом, чтобы разность потенциалов на зажимах электрометра в течение всего времени измерения была равна нулю.

По истечении некоторого времени Δt , соответствующего изменению емкости конденсатора на достаточную для точного отсчета величину ΔC_1 , ключ K_1 замыкают. На этом измерение заканчивается. Не трудно показать, что величина измеряемого сопротивления r_x может быть определена

по известным значениям величин изменения емкости конденсатора ΔC_1 , времени измерения Δt и коэффициента делителя напряжения.

Рассмотрим более подробно теорию метода. На рис. 2 представлена принципиальная схема в процессе измерения. В момент полной компенсации напряжение на электрометре равно нулю. Пренебрежем пока токами утечки, считая их достаточно малыми. Обозначим напряжение на сопротивлениях r_1 и r_2 делителя через U_{r_1} и U_{r_2} . Очевидно, что напряжение на конденсаторе U_{C_1} при полной компенсации равно напряжению батареи U_0 . Но $U_0 = U_{r_1} + U_{r_2}$. С другой стороны, $U_{C_1} = U_{r_1} + U_{rx}$ (где U_{rx} — падение напряжения на измеряемом сопротивлении). Так как $U_{C_1} = U_0$, то $U_{rx} = U_{r_2}$. Но $U_{rx} = i_x \cdot r_x$ (где i_x — ток, проходящий по измеряемому сопротивлению в процессе измерения).

При измерении ток, проходящий по измеряемому сопротивлению,

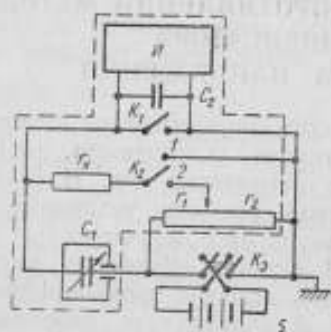


Рис. 1. Принципиальная схема установки:

r_x — измеряемое сопротивление;
 C_1 — воздушный конденсатор переменной емкости; C_2 — вспомогательный воздушный конденсатор;
 r_1, r_2 — делитель напряжения;
 U — электрометр; K_1 — ключ;
 K_2 — переключатель однопольный; K_3 — переключатель двухполюсный; B — батарея.

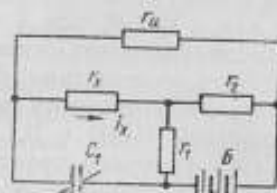


Рис. 2. Принципиальная схема установки в процессе измерения.

влению, не меняется по величине благодаря соответствующей регулировке скорости изменения емкости воздушного конденсатора

C_1 . Величину тока можно определить по формуле

$$i_x = \frac{\Delta Q_{C_1}}{\Delta t} = \frac{U_{C_1} \Delta C_1}{\Delta t} = \frac{(U_{r_1} + U_{r_2}) \Delta C_1}{\Delta t} \quad (1)$$

где ΔQ_{C_1} — заряд конденсатора C_1 при изменении его емкости на величину ΔC_1 ;

Δt — время измерения.

Поскольку

$$r_x = \frac{U_{rx}}{i_x},$$

то, подставляя значение i_x из предыдущего выражения и произведя замену U_{rx} через U_{r_2} , получим

$$r_x = \frac{U_{r_2}}{U_{r_1} + U_{r_2}} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta C} \quad (2)$$

Так как измеряемое сопротивление обычно на много больше сопротивления делителя $r_x \gg (r_1 + r_2)$, то ток i_x пренебрежимо мал по сравнению с током, протекающим по делителю. Поэтому отношение $\frac{U_{r_2}}{U_{r_1} + U_{r_2}}$ в выражении (2) без большой погрешности может быть заменено отношением $\frac{r_2}{r_1 + r_2}$. Тогда получим

$$r_x = \frac{r_2}{r_1 + r_2} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta C} \quad (3)$$

Из выражения (3) видно, что погрешность измерения зависит от погрешностей определения отношения $K = \frac{r_2}{r_1 + r_2}$, времени Δt и изменения емкости ΔC_1 , но будет не более

$$\delta_{r_x}^* = \delta_K + \delta_{\Delta t} + \delta_{\Delta C_1}, \quad (4)$$

где $\delta_{r_x}^*$ — погрешность определения сопротивления;

δ_K — погрешность отношения $K = \frac{r_2}{r_1 + r_2}$;

$\delta_{\Delta t}$ — погрешность измерения времени;

$\delta_{\Delta C_1}$ — погрешность определения изменения емкости.

Для получения минимальной погрешности измерения необходимо по возможности уменьшить составляющие δ_K , $\delta_{\Delta t}$ и $\delta_{\Delta C_1}$.

Отношение $\frac{r_2}{r_1 + r_2}$ без особых трудностей может быть определено с погрешностью порядка 0,01% при общем сопротивлении делителя $r_1 + r_2 = 10^6$ ом. Следует иметь в виду, что если нагрузочные и температурные коэффициенты сопротивлений r_1 и r_2 делителя будут иметь большую величину и разные знаки, то необходимо учитывать погрешность, появляющуюся в результате изменения величины отношения $\frac{r_2}{r_1 + r_2}$ при изменении температуры и напряжения на делителе. Учет и введение поправок усложняют и замедляют измерение, поэтому необходимо создать такую конструкцию, чтобы сопротивления делителя имели минимально возможную зависимость от внешних условий и напряжения батареи.

Величина погрешности $\delta_{\Delta C_1}$ зависит от точности отсчета и градуировки шкалы конденсатора переменной емкости, стабильности его емкости и погрешности, возникающей из-за неодновременности выключения ключа K_1 в момент окончания измерения и остановки ротора конденсатора C_1 .

Наибольшая точность отсчета может быть получена применением шкалы с нониусом, позволяющим производить отсчет изменения емкости с погрешностью порядка 0,01% от максимального значения емкости. Общая величина погрешности $\delta_{\Delta C_1}$ в формуле (4) с учетом погрешности градуировки и погрешности из-за неодновременности остановки ротора конденсатора и включения K_1 в момент окончания измерения может составить не более нескольких сотых долей процента.

Погрешность измерения времени $\delta_{\Delta t}$ зависит от погрешности применяемого секундомера, от погрешности вследствие неодновременности пуска секундомера и начала разряда измерительного конденсатора, а также от остановки секундомера в момент окончания измерения. При использовании обычных стрелочных секундомеров (например, типа СД) и при $\Delta t \approx 300$ сек. погрешность $\delta_{\Delta t}$ можно получить не больше 0,04 — 0,05%.

Кроме погрешностей, определяемых формулой (4), на результат измерения сопротивлений оказывает влияние ряд источников случайных погрешностей. В процессе измерения практически невозможно все время иметь полную компенсацию в силу ограниченной чувствительности нулевого указателя, некоторой его инерционности, неплавной регулировки скорости вращения ротора конденсатора и т. д. Поэтому нить электрометра в процессе измерения колеблется около нулевого положения, и на погрешность измерения будут влиять не только утечки через сопротивление изоляции r_c конденсатора (см. рис. 4) и сопротивление r_y соединительных проводов схемы, но и утечки через входное сопротивление r_n нулевого указателя. Кроме того, наличие паразитных емкостей соединительных проводов схемы и емкости входа нулевого указателя также обуславливают возможность появления дополнительной случайной погреш-

ности. Необходимую величину сопротивления изоляции измерительного конденсатора можно определить из выражения

$$r_{C_1} > K r_x \frac{1}{\delta r_{C_1}} 10^2, \quad (5)$$

где δr_{C_1} — допустимая погрешность из-за утечек по изоляции (в процентах).

Из формулы (5) следует, что при $\delta r_{C_1} < 0,01\%$ для измерения сопротивления r_x порядка 10^{14} ом величина r_{C_1} должна быть не меньше 10^{18} ом (полагая $K = 1$).

Достигнуть такого значения сопротивления изоляции измерительных конденсаторов практически очень трудно. Поэтому автором была предложена и применена специальная конструкция конденсаторов, имею-

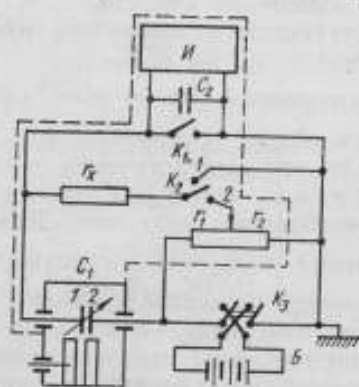


Рис. 3. Принципиальная схема установки с измерительным конденсатором C_1 , имеющим отдельную изоляцию электродов.

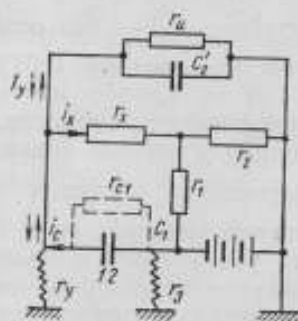


Рис. 4. Схема установки с учетом утечек по изоляции

щих трехточечную схему исполнения с эквипотенциальной защитой одного из электродов конденсатора. Для этого изоляция пластин статора выполнена двухслойной, разделенной проводящей шиной, к которой в случае необходимости может быть подано напряжение, равное разности потенциалов между статором и металлическим корпусом конденсатора, таким образом, чтобы разность потенциалов между статором и проводящей шиной была практически равна нулю. Эта конструкция конденсаторов может быть применена в одном из двух вариантов измерительной цепи: при наличии заземления в измерительной цепи и без заземления.

На рис. 3 и 4 представлены схемы измерения, имеющие заземленную точку в цепи измерения. Электрод 2 (рис. 4) непосредственно соединен с батареей, поэтому утечка по сопротивлению r_8 изоляции электрода 2 конденсатора C_1 не оказывает влияния на погрешность измерения, так как сопротивление r_3 шунтирует батарею B , являясь добавочной нагрузкой для нее. Утечка r_9 по изоляции электрода 1 конденсатора C_1 и соединительных проводов схемы, а также утечка r_{11} по входному сопротивлению нулевого указателя может оказать влияние на погрешность измерения. Если предположить, в худшем случае, что напряжение на нулевом указателе остается неизменным по величине и знаку в процессе измерения, то погрешность вследствие утечек по изоляции может быть определена из выражения

$$\delta_{rx} = \frac{v}{U_{rx}} \cdot \frac{r_x}{r_y} 100, \quad (6)$$

где $r_y = \frac{r_y \cdot r_{11}}{r_y + r_{11}}$ — сопротивление утечки;

δ_{rx} — погрешность вследствие утечек по изоляции схемы (выраженная в процентах);

U_{rx} — напряжение на измеряемом сопротивлении.

Допустим, что производится измерение сопротивления $r_x \approx 10^{14}$ ом при напряжении $U_{rx} = 100$ в, причем сопротивление изоляции $r_y \approx 10^{14}$ ом. Если чувствительность электрометра и возможность регулировки скорости вращения ротора конденсатора C_1 таковы, что в процессе измерения напряжение v на электрометре было неизменным и равным 10 мв, то погрешность от утечек δ_{rx} будет не больше $\pm 0,01\%$. Но так как величина и знак напряжения v на входе нулевого указателя меняются в процессе измерения, то величина δ_{rx} будет меньше. Следовательно, для того, чтобы погрешность от утечек по изоляции схемы была мала, необходимо, чтобы сопротивление изоляции было, по крайней мере,

не меньше измеряемого сопротивления, т. е. не меньше 10^{14} ом. Таким образом, требования к изоляции электродов

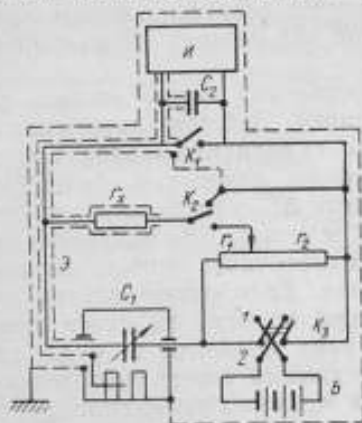


Рис. 5. Схема установки с использованием эквипотенциальной защиты.

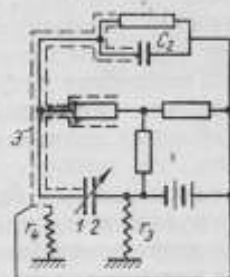


Рис. 6. Схема установки, поясняющая действие эквипотенциальной защиты.

измерительного конденсатора, имеющего трехточечную схему исполнения, становятся значительно менее высокими по сравнению с требованиями, вытекающими из формулы (5). Погрешность от утечки по сопротивлению r_{C_1} воздуха между пластинами конденсаторов, обусловленной сквозным током, будет мала, если относительная влажность воздуха будет меньше 40% и воздух будет мало ионизирован.

Наличие в схеме (рис. 3) переключателя K_2 дает возможность контролировать состояние изоляции конденсатора C_1 непосредственно перед началом измерения. При включении переключателя K_2 в положение 1 сопротивление r_x оказывается включенным последовательно с конденсатором C_1 . Если в этом случае отключить ключ K_1 и не менять емкость конденсатора C_1 , то с течением времени на сопротивлении r_x появится напряжение, обусловленное током, проходящим по сопротивлениям r_x и r_{C_1} , включенным последовательно. Если величина r_x будет соизмерима с величиной r_{C_1} , сопротивления изоляции конденсатора, то нулевой указатель, играющий в данном случае роль вольтметра, даст заметное отклонение.

Таким образом, отсутствие заметных отклонений нулевого указателя, в течение некоторого времени после включения переключателя K_2 в положение 1 и отключения ключа K_1 может служить признаком хорошего состояния изоляции конденсатора C_1 . При этом предполагается, что входное сопротивление r_{in} нулевого указателя и сопротивление изоляции соединительных проводов достаточно велико, что обычно имеет место.

На рис. 5 и 6 представлен второй вариант схемы, когда ни одна точка измерительной цепи не имеет заземления. Это возможно, например, если в качестве нулевого указателя применяется прибор, не допускающий заземления измерительной цепи. В этом случае требования к изоляции снова становятся весьма высокими. Действительно, предположим, что изоляция электрода 2 (рис. 6) конденсатора C_1 по какой-либо причине

ухудшилась. При этом цепь нулевого указателя, а также первый электрод конденсатора C_1 приобретают высокий потенциал относительно заземленного экрана. В силу этого утечки по изоляции соединительных проводов на экран и землю резко возрастут. Конструкция конденсаторов, специально предназначенных для измерения больших сопротивлений, предусматривает в этом случае возможность применения эквипотенциальной защиты. Так как при этом потенциал экрана \mathcal{E} отличается от потенциала электрода I конденсатора C_1 только на величину напряжения на нулевом указателе, то учет погрешности, вызываемой утечками заряда по изоляции электрода I и соединительных проводов схемы, может производиться по формуле (6). Сопротивления r_3 и r_4 (рис. 6) шунтируют делитель напряжения и являются лишь дополнительной нагрузкой для батарей, не оказывая влияния на погрешность измерения.

На погрешность измерения сопротивления может оказать влияние также нестабильность напряжения батарей. Действительно, если напряжение на делителе не будет стабильным, то величина заряда, прошедшего по измеряемому сопротивлению за время измерения, будет зависеть не только от величины изменения емкости ΔC_1 измерительного конденсатора, но и от изменения напряжения на делителе. Для получения стабильного напряжения необходимо иметь достаточную емкость батарей при малом потреблении делителя напряжения. Если сопротивление делителя будет таково, что наибольшая сила тока по нему не будет превышать $0,5 \text{ ма}$, то такой ток для батарей из сухих элементов не будет слишком большой нагрузкой и стабильность напряжения может быть достаточной. Так как в момент окончания измерения r_x (перед замыканием ключа K_1) напряжение на электрометре может быть не равным нулю, то часть заряда, прошедшего по измеряемому сопротивлению, будет определяться величиной напряжения на нулевом указателе, емкостью конденсатора C_1 и емкостью, шунтирующей нулевой указатель. Влияние этих емкостей схемы на погрешность измерения может быть учтено по формуле

$$\delta_c = \frac{v}{U_{C_1}} \cdot \frac{C_{C_x}}{3C_1} 100, \quad (7)$$

где δ_c — погрешность от наличия паразитных емкостей схемы (выраженная в процентах);

C_{C_x} — емкость схемы, шунтирующая нулевой указатель;

v — напряжение на нулевом указателе в момент замыкания ключа K_1 .

Емкость схемы определяется в основном емкостью вспомогательного конденсатора C_2 , емкостью входа электрометра, а также емкостью соединительных проводов схемы (от электрода I конденсатора C_1 до нулевого указателя). Вспомогательный конденсатор C_2 включается для того, чтобы уменьшить случайные импульсы напряжения на электрометре, которые появляются в процессе измерения, особенно при измерении сопротивлений порядка $10^9 \rightarrow 10^{10}$ ом, вызывают резкие колебания нити электрометра и затрудняют возможность получения полной компенсации измерительной цепи.

При измерении сопротивлений порядка 10^{11} ом и выше емкость соединительных проводов становится достаточной для получения плавных колебаний нити электрометра и в этом случае вспомогательный конденсатор отключается.

На величину погрешности измерения r_x влияет наличие источников термоэлектродвижущих сил и контактной разности на входе нулевого указателя, а также имеющие место абсорбционные токи и поляризация больших непроволочных сопротивлений. Изменение полярности напряжения на делителе при повторном измерении позволяет исключить влияние на погрешность измерения термоэлектродвижущей силы и контактной разности потенциалов.

Наличие абсорбционных токов при измерении больших сопротивлений может резко исказить результат измерения. Для того чтобы избежать влияния этих токов, необходимо перед каждым измерением выдерживать измеряемые сопротивления под соответствующим напряжением в течение двух-трех минут (ключ K_1 замкнут, рис. 1).

Таким образом, краткий анализ погрешностей, приведенный в статье, показывает, что погрешность измерения больших сопротивлений зависит как от качества и точности изготовления отдельных узлов аппаратуры, так и от ряда конкретных условий измерения: напряжения, чувствительности нулевого указателя и т. д.

Экспериментальные исследования аппаратуры, элементы которой были выполнены с учетом высказанных выше положений, показали, что погрешность измерения сопротивлений в диапазоне от 10^9 до 10^{14} ом принятым методом лежит в пределах $0,2 \div 0,5\%$, причем погрешность $0,5\%$ обусловливается нестабильностью самих объектов измерения. Дальнейшее повышение точности измерения возможно путем исключения систематических погрешностей, однако вследствие нестабильности объектов измерения (непроволочных сопротивлений $10^{11} \div 10^{14}$ ом) добиваться этого в настоящее время нецелесообразно.

ВЫВОДЫ

На основании теоретического анализа и предварительных экспериментальных исследований метода разряда конденсатора при постоянном напряжении разработана установка, позволяющая измерять сопротивления в диапазоне $10^9 \div 10^{14}$ ом с погрешностью, не превышающей $0,2 \div 0,5\%$. Основными достоинствами принятого метода измерения являются:

- а) неизменность напряжения на измеряемом сопротивлении в процессе измерения, что особенно важно для измерения непроволочных сопротивлений, имеющих большой коэффициент напряжения;
- б) малое влияние на погрешность измерения паразитных емкостей схемы и утечек по изоляции соединительных проводов.

Разработанная установка имеет некоторые отличия от аппаратуры Бюро стандартов США [3, 4] по схеме и по конструкции.

Принятая схема установки отличается от схемы Бюро стандартов, во-первых, конструкцией измерительных конденсаторов и способом экранировки цепей, давшим возможность снизить требования к качеству изоляции всей цепи, во-вторых, наличием возможности контроля изоляции измерительного конденсатора непосредственно перед началом измерения в условиях его применения при измерении.

Указанные изменения позволили расширить предел измерения до 10^{14} без ущерба для точности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Д. Д. Вальчихин и Т. Б. Рождественская. Труды ВНИИМ, вып. 14 (74), 1953.
2. W. Hübner, *Elektrotechnische Zeitschrift*, A, Bd. 16, № 11, 1954.
3. NBS, *Technical news bulletin*, v. 3, 1953.
4. A. H. Scott, *Journal of research of the NBS*, v. 50, № 3, 1953.
5. J. S. Townsend, *Philosophical Magazine*, v. 6, 1903, p. 598.

ПЕРЕХОДНАЯ МЕРА ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

$$\frac{1}{1000 \times 10} \text{ Ом}$$

В практике проверки образцовых катушек малого сопротивления применяются так называемые переходные катушки сопротивления $0,1 \times 10 \text{ Ом}$ и $0,01 \times 10 \text{ Ом}$ [1]. Изготовление и применение переходных катушек меньшего сопротивления сопряжено с определенными трудностями. Более рациональным в этих случаях явилось бы использование переходных мер, в основу которых положен принцип параллельного соединения

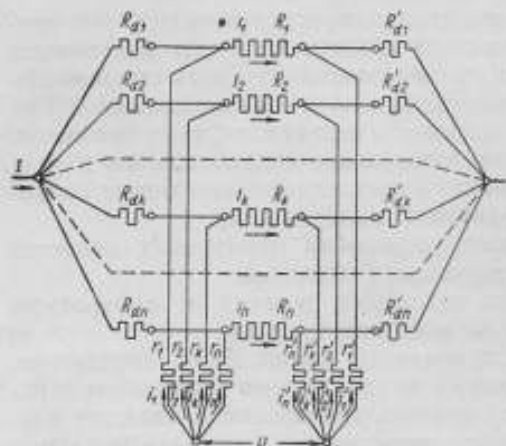


Рис. 1. Принципиальная схема объединения четырехзажимных катушек сопротивления в параллельную группу:

R_1, \dots, R_n — сопротивления мер; r_1, \dots, r_n — сопротивления потенциальных «равнительных» проводников; R_{d1}, \dots, R_{dn} — сопротивления токопроводящих шин (кабелей); I_1, \dots, I_n — токи в мерах и потенциальных проводниках.

переходную меру $\frac{1}{1000 \times 10} \text{ Ом}$ (в знаменателе указана общая проводимость включенных параллельно катушек). При этом действительное сопротивление такой группы

$$R_z = \frac{U}{I} \quad (1)$$

(где U — падение напряжения на общих потенциальных зажимах; $I = \sum_{k=1}^n I_k$ — сумма токов, проходящих по отдельным мерам) равно экви-

отдельных четырехзажимных сопротивлений [2]. Опираясь на этот принцип, Гамон [3] сконструировал переходное образцовое сопротивление $1 \pm 100 \text{ Ом}$ для проверки образцовых катушек. Аналогичные разработки, но для более широкой области сопротивлений, осуществляются во ВНИИМ.

Практическая потребность в точном измерении постоянных токов порядка 1000 а , необходимость проверки соответствующих образцовых мер сопротивления и повышение их точности выдвинули в качестве первоочередной задачи создание переходной меры сопротивления в $0,0001 \text{ Ом}$.

Образцовая катушка сопротивления в $0,0001 \text{ Ом}$ может быть поверена [4] по группе из 10 катушек в $0,001 \text{ Ом}$, включенных по схеме, приведенной на рис. 1, и образующих

валентному сопротивлению группы, вычисленному обычным путем:

$$R_0 = \frac{1}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k}} \quad (2)$$

если выполнено хотя бы одно из следующих двух условий: одноименные потенциальные зажимы катушек имеют равные потенциалы, и сопротивления вспомогательных катушек, включенных в потенциальные выводы отдельных образцовых катушек, пропорциональны сопротивлениям последних.

Если одновременно не выполняются оба эти условия, то возникает погрешность, которая может быть вычислена по формуле

$$\frac{R_0 - R_d}{R_d} = \frac{\sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k} \left(\frac{\Delta c_k}{c_k} \frac{u_k}{U} - \frac{\Delta c'_k}{c'_k} \frac{u'_k}{U} \right)}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k}} \quad (3)$$

где R_k — сопротивление с порядковым номером k ($k=1, 2, \dots, n$) образцовой катушки;

r_k и r'_k — сопротивления соответствующих вспомогательных катушек;

u_k и u'_k — падения напряжения на сопротивлениях r_k и r'_k ;

$$c_k = \frac{r_k}{R_k}; \quad c'_k = \frac{r'_k}{R_k}; \quad \Delta c_k = c_k - c; \quad \Delta c'_k = c'_k - c'$$

(здесь c и c' — номинальные значения коэффициентов пропорциональности сопротивлений вспомогательных и образцовых катушек).

Выражение (3) является самым общим и пригодно для использования при параллельном соединении любых четырехзажимных мер сопротивления. Если же номинальные значения всех R_k одинаковы, а коэффициенты c и c' выбрать равными, то выражение (3) упростится

$$\frac{R_0 - R_d}{R_d} = -\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \left(\frac{\Delta c_k u_k}{cU} - \frac{\Delta c'_k u'_k}{c'U} \right) \quad (4)$$

Под знаком суммирования стоят величины второго порядка малости, которые тем меньше, чем точнее выполняются оба указанные выше условия.

Конструкция переходной меры

В конструкции переходной меры сопротивления с параллельным соединением мер должно быть предусмотрено выполнение обоих этих условий.

Если переходная катушка конструируется специально, то рекомендуется установить 10 элементов сопротивления на одной панели в ванне с трансформаторным маслом, как показано на рис. 2. Можно, однако, воспользоваться и обычными катушками сопротивления, например катушками типа ОКС-2 или Р310. При этом, очевидно, наиболее равномерное распределение тока по катушкам и наименьшие значения разностей потенциалов u_k и u'_k должны иметь место при идентичности токоподводов к отдельным катушкам.

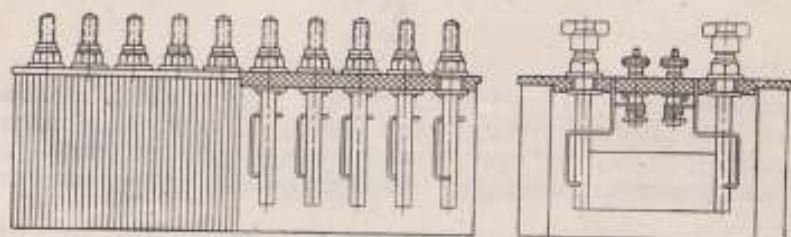


Рис. 2. Схематическое устройство переходной катушки.

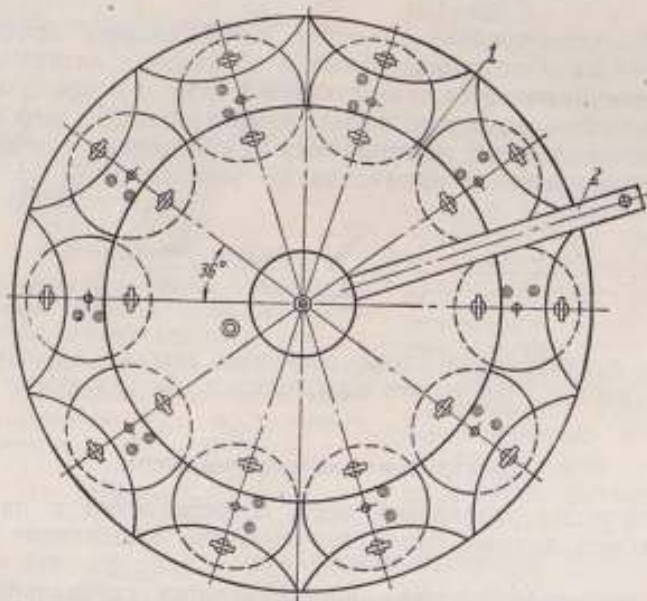
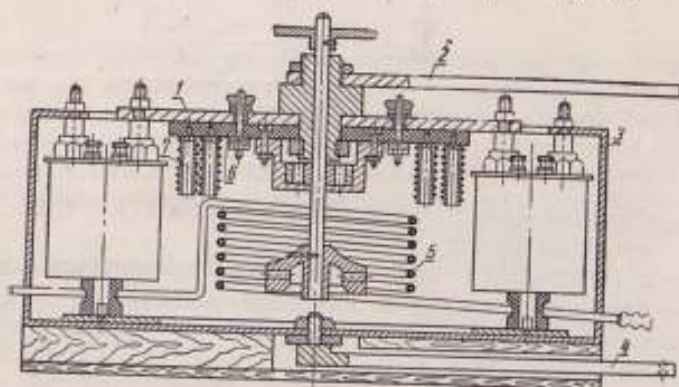


Рис. 3. Схематическое устройство и внешний вид переходной катушки, составленной из отдельных катушек типа ОКС-2.

Авторы изготовили и испытали переходную катушку, представленную на рис. 3. Катушки сопротивления в ней располагаются по окружности. Ток в них подводится через медный диск 1, в центре которого впаина шина 2. Выводится ток через медный кожух 3 с шиной 4 в центре дна. При такой конструкции токопровода потенциалы одноименных токовых зажимов катушек оказываются практически одинаковыми.

Кожух может быть заполнен трансформаторным маслом. Для охлаждения масла предназначен змеевик 5 из медной трубки.

С нижней стороны токоподводного диска на панели 6 из эбонита установлены 20 потенциальных манганиновых катушек 7 (r_k и r'_k), концы которых присоединены к соответствующим общим потенциальным зажимам и потенциальным зажимам на каждой катушке.

В переходной мере использованы образцовые катушки в 0,001 ом 1-го класса, изготовленные заводом «Эталон» (см. табл. 1).

Таблица 1

№ катушки	Сопротивление катушки (в омах) при температуре t ($^{\circ}\text{C}$)
8 392	$999,84 + [11,7(t-20) - 0,45(t-20)^2] 10^{-3}$
8 406	$999,62 + [-9,2(t-20) - 0,29(t-20)^2] 10^{-3}$
11 192	$1000,09 + [10,0(t-20) - 0,57(t-20)^2] 10^{-3}$
10 507	$999,89 + [7,7(t-20) - 0,57(t-20)^2] 10^{-3}$
8 389	$999,69 + [11,1(t-20) - 0,09(t-20)^2] 10^{-3}$
10 532	$1000,18 + [8,3(t-20) + 0,10(t-20)^2] 10^{-3}$
10 545	$1000,13 + [4,4(t-20) - 0,50(t-20)^2] 10^{-3}$
10 249	$999,98 + [5,1(t-20) + 0,45(t-20)^2] 10^{-3}$
11 255	$1000,18 + [7,3(t-20) - 0,95(t-20)^2] 10^{-3}$
8 381	$1000,02 + [-1,7(t-20) - 0,90(t-20)^2] 10^{-3}$
Переходная катушка	$99,996 + [5,4(t-20) - 0,36(t-20)^2] 10^{-4}$

Оценка погрешностей

Погрешность определения значения переходной меры складывается из двух погрешностей. Первая — обусловлена погрешностями, с которыми известны значения сопротивления каждой катушки. Вторая (погрешность метода) обусловлена наличием разности потенциалов между одноименными потенциальными зажимами и неточностью выполнения условия пропорциональности значений сопротивления основных и потенциальных катушек. Рассмотрим каждую из них в отдельности.

Абсолютная погрешность определения проводимости переходной катушки равна сумме погрешностей, с которыми известны проводимости отдельных катушек

$$\Delta Y_0 = \sum_{k=1}^n \Delta Y_k < n |\Delta Y_{km}|, \quad (5)$$

где $|\Delta Y_{km}|$ — абсолютное значение максимальной погрешности измерения проводимости каждой катушки.

Если проводимости катушек близки по величине, то

$$\frac{\Delta Y_0}{Y_0} < \frac{n |Y_{km}|}{\sum_{k=1}^n Y_k} \approx \frac{|\Delta Y_{km}|}{Y_k}. \quad (6)$$

В остальных графах таблицы приведены величины, используемые в уравнениях (4) и (7).

Как видно из табл. 2, условия для уменьшения рассматриваемой погрешности были явно неблагоприятными.

Результат расчета систематической погрешности будет отягощен случайными погрешностями, поскольку измерение величин c_k , c'_k , u_k и u'_k проводилось с заметными погрешностями:

$$\begin{aligned} & \pm \chi_{\frac{\Delta c_k}{c}}; \pm \chi_{\frac{\Delta c'_k}{c}}; \\ & \pm \chi_{u_k}; \pm \chi_{u'_k}. \end{aligned}$$

Учитывая это, выражение (4) можно преобразовать:

$$\begin{aligned} \frac{R_0 - R_d}{R_d} = & -\frac{1}{nU} \sum \left(\frac{\Delta c_k}{c} u_k - \frac{\Delta c'_k}{c} u'_k \right) \pm \\ & \pm \frac{\chi_{u_k}}{U} \left(\frac{\sum \left| \frac{\Delta c_k}{c} \right|}{n} + \frac{\sum \left| \frac{\Delta c'_k}{c} \right|}{n} \right) \pm \frac{\chi_{\frac{\Delta c_k}{c}}}{U} \left(\frac{\sum |u_k|}{n} + \frac{\sum |u'_k|}{n} \right). \end{aligned} \quad (7)$$

Величины u_k и u'_k измерялись с погрешностью $\chi_{u_k} = \pm 0,05$ мВ при $U = 30$ мВ, а величины $\frac{\Delta c_k}{c}$ и $\frac{\Delta c'_k}{c}$ с погрешностью $\chi_{\frac{\Delta c_k}{c}} = \pm 0,5 \cdot 10^{-4}$.

Используя суммарные данные табл. 2, получаем

$$\frac{R_0 - R_d}{R_d} = (12 \pm 7 \pm 18) \cdot 10^{-7},$$

или

$$\frac{R_0 - R_d}{R_d} 100 = (0,00012 \pm 0,00025) \%.$$

Таким образом, погрешности, связанные с объединением мер в параллельную группу, не превышают $\pm 0,0005\%$, а погрешность, с которой известно сопротивление этой группы, не превышает $\pm 0,0015\%$.

Если бы величины сопротивления между токовыми зажимами всех катушек в $0,001$ ом были одинаковыми с погрешностью до 1% , погрешность переходной меры типа $\frac{1}{1000 \times 10}$ ом определялась бы исключительно погрешностями измерения сопротивления входящих в нее катушек в $0,001$ ом.

Применение переходной меры

Переходная катушка сопротивления типа $\frac{1}{1000 \times 10}$ ом была применена для проверки с повышенной точностью образцовой катушки сопротивления № 465 в $0,0001$ ом с водяным охлаждением, рассчитанной на ток до 1000 а. На катушку имеется свидетельство ВНИИМ, в котором сопротивление ее при температуре от 10 до 40° С при токах до 1000 а и установленном тепловом режиме выражается формулой

$$R_t = 0,00010005 + 2,5 \cdot 10^{-8} (t - 20) \text{ абс. ом},$$

где t — температура, измеренная термометром, помещенным в катушку.

Погрешность значения сопротивления катушки, вычисленного по указанной выше формуле, не превышает $\pm 0,02\%$. Если применить классификацию ГОСТ 6864-54, то можно сказать, что по большинству технических требований катушка № 465 принадлежит к классу 0,05, а переходная катушка — к классу 0,02 (приближаясь к классу 0,01). Что касается наибольшей допустимой мощности, то требования стандарта здесь неприменимы.

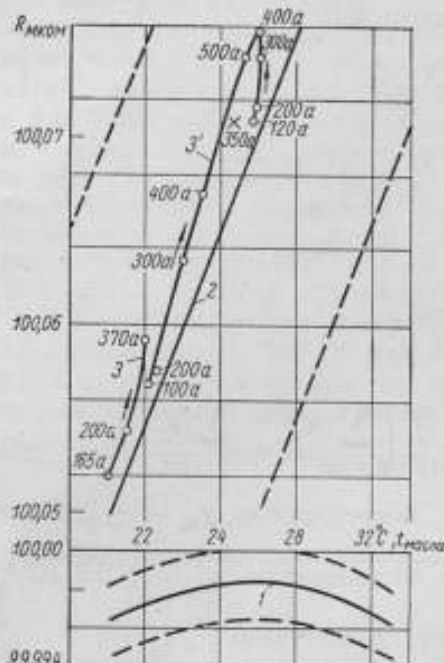


Рис. 4. Кривые зависимости сопротивления от температуры масла: переходной катушки — 1; катушки № 465 — 2, 3 и 3'.

более или менее одинаково с изменением силы тока, времени его прохождения, температуры внешней среды и т. д.

Все это приводит к тому, что сопротивление переходной меры нужно вычислять по ее температурной формуле (см. табл. 1) не при температуре масла t , а при повышенной температуре $t + \Delta t$, причем точное значение Δt не установлено; известно лишь, что оно положительно и не превышает 6°C .

На рис. 4 построена кривая 1 зависимости сопротивления переходной меры от температуры масла в катушках и пунктиром показана область возможных погрешностей. Если действительная температура мanganговых пластин будет выше температуры масла в катушках даже на 6°C , то ошибка определения действительного значения сопротивления переходной меры не превысит $\pm 0,002\%$.

Сличение катушек производилось методом двойного уравновешивания одинарного моста*. В качестве плеча с постоянным сопротивлением R использовалась образцовая катушка сопротивления в $10\,000\ \text{ом}$, а в качестве переменного плеча R_1 (R_2) шестидекадный магазин сопротивления с наименьшей ступенью в $0,1\ \text{ом}$. Расчет сопротивления поверяемой катушки производился по формуле

$$R_x = R_0 \frac{R + R_1}{R + R_2} \quad (8)$$

* См. статью настоящего сборника, стр. 75.

Сличения катушек должны производиться при таких величинах тока, чтобы температура катушек переходной меры не превышала 30°C , а катушки № 465 была не более 40°C . С этой точки зрения наибольшим допустимым током для переходной меры является ток в $500\ \text{а}$. При этом в каждой катушке рассеивается мощность около $25\ \text{вт}$, а в составляющих переходную меру катушках в $0,001\ \text{ом}$ — по $2,5\ \text{вт}$, что вполне допустимо для катушек класса 0,01. Однако эти катушки поверялись при токах, меньших $30\ \text{а}$, а их температурные коэффициенты определялись при условиях, когда температура мanganгина лишь незначительно превышала температуру масла. При токе в $50\ \text{а}$ мanganговая пластина имеет температуру уже значительно выше температуры масла и разница достигает 6°C . Точное значение этой разности обычно неизвестно, но поскольку все катушки имеют одинаковое устройство и находятся в одинаковых условиях, то она для всех катушек изменяется

причем в сопротивления R , R_1 и R_2 входят все сопротивления соединительных проводников и вспомогательных катушек.

Величины сопротивлений R_1 и R_2 равны примерно 15 ком. Чувствительность схемы такова, что при токе 500 а изменение этих сопротивлений на 0,2 ома приводит к заметному нарушению равновесия моста; следовательно, случайная погрешность определения величины $R + R_1$ или $R + R_2$, обусловленная недостаточной чувствительностью установки, не превысит 0,001%, значение систематических погрешностей плеч пренебрежимо мало, поскольку $R_1 \approx R_2$.

Таким образом, относительная погрешность определения сопротивления катушки № 465

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{\Delta R_0}{R_0} + \frac{\Delta(R + R_1)}{R + R_1} + \frac{\Delta(R + R_2)}{R + R_2}$$

не превысит $\pm 0,0035\%$.

Сличения катушек проводились при различных токах в пределах от 100 до 500 а.

Перед каждым измерением катушки выдерживались под нагрузкой около получаса.

Ток был доведен до 370 а, затем снижен до 100 а. Температура масла в поверяемой катушке за время снижения тока практически не изменилась. Затем ток вновь ступенями в 100 а был увеличен до 500 а, после чего уменьшен до 120 а.

Если принять в расчет только значения, полученные при токах до 200 а, то результат поверки может быть выражен формулой

$$R_t = 100,05_2 + 0,0025(t - 20) \text{ мком,}$$

что совпадает с результатами поверки катушки в лаборатории электрических измерений ВНИИМ с погрешностью до 0,002%.

При токе в 300, 400 и 500 а перепад температур между манганином и маслом возрастает соответственно примерно на 0,7; 1 и 1,5° С, как это следует из сопоставления кривых 2 и 3—3' (рис. 4). Наличием этого перепада температур и объясняются расхождения результатов поверки, которые при токах до 500 а достигают 0,005—0,006%. При токе 1000 а они могут возрасти в несколько раз.

Все описанные выше измерения были проведены с использованием вспомогательных катушек r_1 и r_2 сопротивлением $1000,0 \pm 0,2$ ом. Замена их катушками в $10,050 \pm 0,002$ ом не внесла заметных изменений в результат поверки. В качестве примера на рис. 4 приведен результат измерения сопротивления (точка х), полученный при токе 350 а. Предварительно переходная катушка была разобрана и смонтирована вновь. При этом изменились как величины падения напряжения u_n и u'_n , так и коэффициенты c_n и c'_n , но результат поверки при данном токе (с учетом изменения температуры масла) остался прежним с погрешностью, меньшей 0,001%.

Мы описали переходную меру сопротивления $\frac{1}{1000 \times 10}$ ом, составленную из образцовых катушек сопротивления 1-го класса.

Не предвидится принципиальных затруднений и в создании переходной катушки такого же типа из эталонных катушек номинальных значений в 0,001 ом и тем более в 0,01 ом. Погрешность, связанная с объединением катушек, легко может быть сделана ничтожно малой — в 10—100 раз меньшей погрешности, с которой известны значения сопротивлений отдельных катушек.

ВЫВОДЫ

1. Переходная катушка сопротивления $\frac{1}{1000 \times 10}$ ом позволяет обеспечить с наивысшей точностью поверку образцовых катушек сопротивления в 0,0001 ом в условиях, близких к условиям их применения.

2. Описанные в статье метод, схема и конструкции могут быть применены после дополнительных исследований для эталонирования катушек сопротивления в 0,001 и 0,0001.

3. Погрешности, связанные с объединением катушек сопротивления в параллельную группу, могут быть сделаны пренебрежимо малыми.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. Ф. Маликов и Е. К. Вессо-Адо, Труды ВИМС, вып. 127, 1933.
2. F. Wenner, J. Res. Nat. Bur. Stand., v. 8, 1912, p. 559.
3. B. V. Натоп, Journal of Scientific Instruments, v. 31, № 12, 1954, p. 450.
4. Н. М. Рудный и А. А. Чухланцев, Измерительная техника, № 5, 1957, стр. 56.
5. Е. К. Вессо-Адо, Труды ВНИИМ, вып. 1 (56), 1947.

Н. М. Рудный и В. Б. Эсрик

КОМБИНИРОВАННАЯ ОБРАЗЦОВАЯ МЕРА ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Для измерения силы постоянного тока до 10 ка применяются килоамперметры с шунтами. Последние обычно имеют классы точности 0,5 и 0,2, а иногда и 0,1 и номинальные значения падения напряжения 45, 75, 100, 150 мв, реже — 200 и 300 мв.

Если для измерения силы тока в низковольтных цепях (6—12 в) вполне пригодны шунты класса 0,5, то для цепей с напряжением 800 в, где каждый процент от значения силы тока соответствует мощности в десятки киловатт, погрешности шунтов следует уменьшить до 0,1—0,2%. Если же благодаря повышению точности измерения коэффициент полезного действия ртутных выпрямителей будет повышен или утечки уменьшены на 0,1%, то это даст лишь на одном из алюминиевых заводов годовую экономию в 170 тыс. руб., причем расходы, связанные с заменой измерительных приборов, окупятся в 1—2 месяца.

Потребность в шунтах классов 0,1 и 0,2 увеличивается, однако промышленность таких шунтов на токи свыше 1000 а не выпускает вследствие отсутствия образцовых мер электрического сопротивления, предназначенных для поверки шунтов при номинальных токах. По этой же причине с недостаточной точностью поверяются шунты класса 0,5.

Перед авторами стояла задача разработать образцовую меру электрического сопротивления, предназначенную для поверки шунтов классов 0,1; 0,2 и 0,5 при токах от 100 до 6000 а в лабораторных и производственных условиях.

Это должна быть мера сопротивления класса 0,05, падение напряжения на которой при токах, различных по величине, было бы более или менее одинаковым и находилось бы в пределах 45 ÷ 100 мв.

Известны трудности, мешающие созданию точных мер сопротивления на большие токи. Наличие нескольких токоподводящих болтов при значительной ширине шинпровода приводит к заметному перераспределению тока в медных колодках и марганциновых пластинах или стержнях вследствие изменения сопротивления контактов между шиной и колодкой и места их расположения. Это вызывает изменение конфигурации эквипотенциальных поверхностей в колодках, смещение их относительно точек, в которых с колодок снимается падение напряжения, а следовательно и изменение сопротивления меры, достигающее до нескольких десятых долей процента.

Борьба с указанным явлением можно путем увеличения сопротивления меры. Но при этом выделение тепла возрастает настолько, что может потребоваться охлаждение проточной водой тонких марганциновых трубок, из которых изготовлено сопротивление [1]. В этом случае сопротивление зависит от скорости протекания воды, ее температуры, насыщенности ее воздухом. Попадание же в одну или несколько трубок воздушных пузырей выводит меру из строя или увеличивает погрешность в недопустимых пределах.

Погрешность меры малого сопротивления, обусловленная непостоянством контактов под болтовыми соединениями, может быть уменьшена также путем удаления токоподводящих болтов от точек, с которых снимается падение напряжения. Но в результате этого очень увеличиваются размеры и вес меры сопротивления, а сложность ее поверки все равно остается.

Авторы пошли по пути создания комбинированной многопредельной образцовой меры малого сопротивления. Мера сопротивления на 6000 Ω может быть составлена [2] из мер, рассчитанных на меньший ток, разными способами. Имея, например, меры сопротивления на 1, 2 и 3 μA или на 1, 1, 2 и 2 μA , можно составить меру на 1, 2, 3, 4, 5, и 6 μA . Такой же результат можно получить, имея шесть мер, на 1 μA каждая.

Наиболее благоприятным для повышения точности измерений является последний случай. Во-первых, чем больше сопротивление каждой единичной меры, тем меньше по величине будут ее погрешности. Во-вторых, изготовить шесть мер на 1 μA значительно проще, чем изготовить первый или второй комплект. В-третьих, в случае применения одинаковых единичных мер упрощается их поверка и повышается ее точность. В высшем метрологическом учреждении может поверяться только одна мера из шести, а остальные — поверяются на месте, в лабораториях, применяющих эти меры, причем они могут поверяться с достаточно высокой точностью даже на нестабильном постоянном токе.

Таким образом, комбинированная многопредельная мера сопротивления обладает следующими достоинствами.

1. Погрешность от вариации формы и места расположения эквипотенциальных поверхностей в 6 раз меньше, чем у мер с монолитными наконечниками.

2. Поверка единичных мер может осуществляться на номинальном токе по образцовой мере с такими же или очень близкими номинальными значениями сопротивления и тока, что повышает точность поверки.

3. Возможен выбор таких единичных мер, которые соответствуют по сопротивлению, силе тока или падению напряжения поверяемым шунтам или рабочим мерам сопротивления, что значительно расширяет область применения меры и повышает точность ее поверки.

4. Облегчается контроль качества пайки при изготовлении и упрощается сам процесс пайки; появляется возможность использования и перевозки меры по частям, т. е. применение ее в качестве переносной меры.

Конструкция меры

Комбинированная мера сопротивления состоит из шести единичных мер (рис. 1), на 1000 Ω каждая. Их конструкция определилась следующими обстоятельствами. При включении 6 единичных мер параллельно общая ширина группы должна быть примерно равной ширине стандартного шунта на 6000 Ω . Расстояние между токовыми болтами соседних мер принято по стандарту равным 50 мм, что облегчает монтаж схемы при поверке шунтов типа ШС. Медные колодки сделаны сравнительно длинными — расстояние от токового болта до места впая потенциального проводника равно примерно 190 мм.

Такая длина колодки обеспечивает постоянство токораспределения по ширине меры, снижает влияние на ее сопротивление температуры токоподводящих шин и непостоянного по величине нагрева болтовых соединений, а также обеспечивает возможность размещения основной части меры в масляной ванне.

На эбонитовой панели каждой меры размещены две вспомогательные катушки, сопротивление r_x и r'_x которых пропорционально сопротивлению R_x данной единичной меры. В нашем случае номинальный коэффициент пропорциональности равен 100 000 и, следовательно, сопроти-

вление вспомогательных катушек равно нескольким омам. Кроме того, на панели каждой меры установлены 2 потенциальных зажима и 2 зажима медного термометра сопротивления, чувствительная часть которого приклеена клеем БФ-2 к одному из марганциновых стержней (пластин).

Марганциновые стержни впаяны в медные колодки на глубину 6 мм серебряным припоем ПСр-45.

Все 6 единичных мер вставлены в кожух, заполненный лишенным влаги трансформаторным маслом (рис. 2), которое охлаждается водой, протекающей по змеевику из медной трубки диаметром 10 мм и длиной 12 м. Мощность, рассеиваемая комбинированной мерой, не превышает 600 вт.

Если давление воды в водопроводной системе равно при-

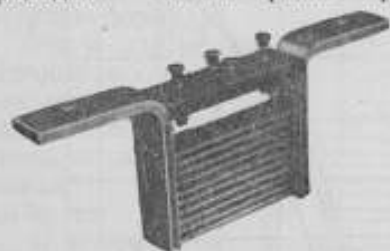


Рис. 1. Единичная мера сопротивления на силу тока 1000 а.

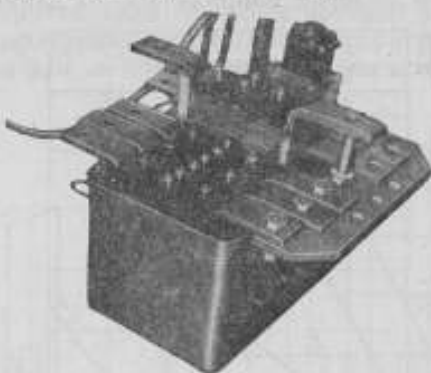


Рис. 2. Комбинированная мера сопротивления на токи 1000—6000 а.

мерно $2,5 \text{ кгс/см}^2$, то охлаждение меры получается вполне удовлетворительным.

Масло перемешивается двухлопастной мешалкой (диаметр винта 40 мм, угол наклона лопастей 30°), укрепленной на конце тонкостенной трубки, насаженной на вал электродвигателя типа МШ номинальной мощностью 20 вт. Для ограничения числа оборотов двигателя в его цепь включено сопротивление типа ПЭ-50 на 150 ом.

Двигатель установлен на текстолитовой панели, в окне которой расположены меры сопротивления. Ось двигателя отклонена от вертикали примерно на 10° , что обеспечивает перемешивание масла в противоположном конце ванны.

На время транспортировки масло выливается через специальное спускное отверстие, и мера вставляется в деревянный футляр.

Зависимость сопротивления меры от температуры

Важнейшими характеристиками меры сопротивления, рассчитанной на применение при больших и различных по величине токах, являются ее температурные коэффициенты α и β . Если они велики, то вследствие непостоянства перепада температуры между марганцином и маслом, точнее вследствие зависимости его от силы протекающего по мере тока, результат расчета сопротивления меры по температурной формуле будет отягощен значительными погрешностями, которые снижают класс точности меры.

Известно [2, 3], что значения этих коэффициентов определяются как температурными коэффициентами марганцина, так и конструкцией меры, особенно местом расположения точек, в которых снимается падение напряжения (рис. 3).

При изготовлении мер был использован марганцин стабилизированный, изготовленный Каменск-Уральским заводом по обработке цветных металлов, имеющий температурные коэффициенты

$$\alpha_{\text{манг}} = -18 \cdot 10^{-4} \frac{1}{\text{град}}; \quad \beta_{\text{манг}} = -0,6 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{град}^2}.$$

Выбор манганина с отрицательным температурным коэффициентом был произведен преднамеренно, с целью облегчения температурной компенсации за счет использования медной части сопротивления меры с $\alpha_{\text{медь}} = \pm 0,004$ 1/град. Но, как было выявлено в дальнейшем, при данной конструкции меры положительное значение коэффициента $\alpha_{\text{медь}}$ может быть использовано для компенсации изменений сопротивления манганина, обусловленных как положительными, так и отрицательными значениями его коэффициента $\alpha_{\text{манг}}$.

Для обеспечения возможности такого рода компенсации достаточно, чтобы падение напряжения по длине медной колодки между крайними

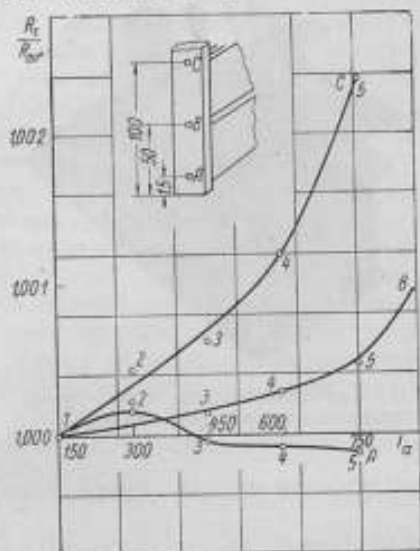


Рис. 3. Кривые зависимости сопротивления единичной меры от силы тока при снятии падения напряжения с различных точек медных колодок при температуре:

1 — 20° С; 2 — 21,5° С; 3 — 23,0° С;
4 — 27,5° С; 5 — 34,0° С.

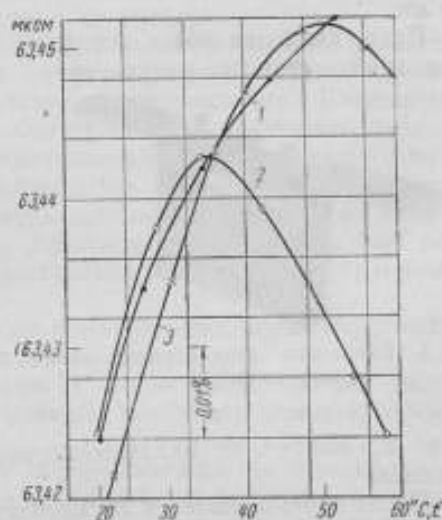


Рис. 4. Кривые зависимости сопротивления единичной меры от температуры.

рядами стержней составляло около 0,5% от падения напряжения на мере. В нашем случае оно равно примерно 7%, что увеличивает роль меди в сопротивлении меры.

Это обстоятельство может стать причиной нарушения компенсации при изменении соотношения между температурами манганина и медных колодок и при изменении распределения температуры по колодке.

Следует иметь в виду, что компенсируются изменения сопротивлений, обусловленные коэффициентами α манганина и меди. Влияние же коэффициента β манганина полностью сохраняется, и при значительных превышениях температуры манганина над температурой меди температурная компенсация нарушается. Особенно наглядно это проявляется, когда мера, рассчитанная на работу с масляным охлаждением, применяется при воздушном охлаждении.

На рис. 4 показана зависимость сопротивления одной из мер от температуры манганина при работе ее в масле на малом (200 а) токе (кривая 1) и в воздухе в диапазоне токов от 100 до 1000 а (кривая 2). Для получения первой кривой масло подогревалось электрическим нагревателем. Температура медных колодок, манганина и масла была более или менее одинакова. Во втором случае, особенно при больших значениях тока, манганиновые стержни имели значительно более высокую температуру, чем колодки. Термометр сопротивления, приклеенный к стержню, хотя и был снаружи защищен слоем бумаги (кальки), но омывался воздухом и давал заниженные показания. Обе причины привели к изменению зависимости

сопротивления меры от температуры (см. кривую 2). В интервале температур $20 \div 40^\circ \text{C}$ эти изменения невелики и можно пользоваться температурными коэффициентами меры α и β , найденными обычным способом.

Определение зависимости сопротивления от температуры было также произведено при токе в 1000 а и охлаждении меры маслом. Полученная при этом кривая 3 имеет такой же характер, как и кривая 2, но в интервале температур $20 \div 60^\circ \text{C}$ совпадает с кривой 1 лучше, чем кривая 2. Разность ординат кривых 1 и 3 вблизи температуры 20°C объясняется в основном тем, что образцовая катушка сопротивления № 465, с которой сравнивалась эта мера, имеет большой температурный коэффициент и при токе в 1000 а может иметь сопротивление на $0,01 \div 0,02\%$ большее, чем можно получить из свидетельства, используя температурную формулу.

Эти и другие аналогичные исследования позволяют сделать выводы о том, что если погрешность меры не должна превышать $0,01\%$, то:

- коэффициент α меры должен быть уменьшен в 1,5—2 раза;
- мера должна находиться в масле при температуре манганна не больше $40\text{—}50^\circ \text{C}$.

Незначительное смещение точек, с которых снимается падение напряжения, заметно изменяет зависимость сопротивления от температуры. Для точного выбора этих точек можно рекомендовать впаять в одну или в обе медные колодки «мостик» из медной проволоки, как показано на рис. 5, и, припаявая потенциальный проводник к различным точкам (1, 2 или 3) этого «мостика», выбрать наиболее подходящую. На рис. 6 представлены три кривые, соответствующие этим точкам.

Таким способом была произведена регулировка зависимости от температуры сопротивления всех единичных мер, кроме меры № 1. Для последней «потенциальные точки» на колодке были выбраны так, что с повышением температуры сопротивление меры падало. Для устранения этого явления параллельно манганиновым пластинам к колодкам были припаяны 3 медных проводника диаметром 0,5 мм. Температурная компенсация получилась хорошей, но при перемешивании масла холодные струи быстро охлаждали проволоки и появлялась неустойчивость сопротивления около $0,002\%$.

Этот недостаток был практически устранен тем, что медные проволоки были обмотаны лентой из лакоткани. Но при этом произошло увеличение роли медного сопротивления. Тот же ток стал нагревать проволочки до более высокой температуры. Положительный коэффициент α меры увеличился.

На рис. 7 представлены кривые зависимости от температуры сопротивления всех единичных мер, вошедших в состав комбинированной меры. Там же для сравнения дана кривая a , соответствующая кривой, указан-

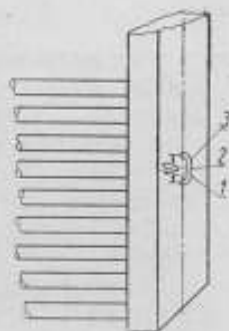


Рис. 5. «Мостик» из медной проволоки для облегчения температурной компенсации сопротивления единичной меры.

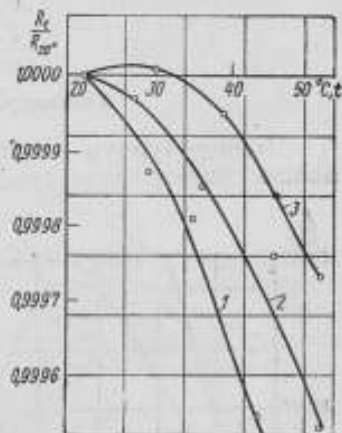


Рис. 6. Кривые зависимости от температуры сопротивления меры № 6 при присоединении одного из потенциальных проводников к точкам 1, 2 и 3 «мостика», изображенного на рис. 5.

ной на рис. 4, снятая на мере № 5 после одной из промежуточных ее регулировок.

Значения сопротивлений единичных и комбинированной мер при $t = 20^\circ \text{C}$ были

№ меры	$R_{20^\circ \text{C}}$, мком
1	70,230
2	70,056
3	63,072
6	62,932
7	63,440
8	63,069
Комбинированная	10,884

Температурную компенсацию всех единичных мер, кроме меры № 1, можно считать очень хорошей. Любые изменения их температуры в пределах $20 + 40^\circ \text{C}$ не вызовут изменения сопротивления каждой из мер больше чем на $+0,01\%$.

Если же взять интервал температур $20 + 50^\circ \text{C}$, то для всех мер эти изменения лежат в пределах $\pm 0,02\%$.

Комбинированная мера может состоять из 2, 3, 4, 5 и 6 единичных мер сопротивления. Используя кривые, приведенные на рис. 7, для каждой комбинации мер можно определить зависимость эквивалентного сопротивления от температуры. Для комбинации из шести мер (№ 1, 2, 5, 6, 7 и 8) эквивалентное сопротивление может быть выражено формулой

$$R_t = 10,884 [1 + 7,1 \cdot 10^{-4} (t - 20) - 0,31 \cdot 10^{-4} (t - 20)^2] \text{ мком}, \quad (1)$$

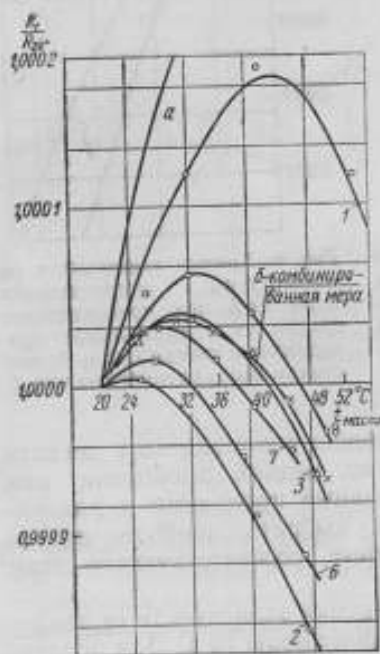


Рис. 7. Кривые зависимости сопротивления единичных мер и комбинированной меры (б) от температуры.

возможные изменения сопротивления комбинированной меры. Обычно они не превышают $\pm 0,005\%$.

Объединение единичных мер в группу

Если различные четырехзажимные меры сопротивления R_k объединяются в параллельную группу [4] и эквивалентное сопротивление R_0 комбинированной меры вычисляется по формуле

$$\frac{1}{R_0} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k}. \quad (2)$$

$$\frac{R_0 - R_d}{R_d} = \frac{\sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k} \left(\frac{\Delta c_k}{c_k} \frac{u_k}{U} - \frac{\Delta c'_k}{c'_k} \frac{u'_k}{U} \right)}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k}} \quad (3)$$

где R_d — действительное сопротивление группы;
 U — падение напряжения на общих потенциальных зажимах;

$$c_k = \frac{r_k}{R_k} \text{ и } c'_k = \frac{r'_k}{R_k};$$

$$\Delta c_k = c_k - c \text{ и } \Delta c'_k = c'_k - c';$$

r_k, r'_k — сопротивления вспомогательных катушек;
 u_k, u'_k — падения напряжения на них.

Для определения этой погрешности на комбинированной мере из шести единичных мер были измерены все необходимые величины, которые так же, как результаты промежуточных расчетов, были сведены в таблицу*. Используя данные последней колонки и приведенную выше формулу, получаем для систематической погрешности, связанной с объединением мер в параллельную группу, пренебрежимо малую величину:

$$\frac{R_0 - R_d}{R_d} \cdot 100 = -0,000009\%.$$

Если бы даже падения напряжения на катушках в среднем увеличились в 5 раз и их действительная величина была бы нам неизвестна и если бы вследствие изменения температуры единичных мер и вспомогательных катушек или других причин коэффициенты пропорциональности c и c' изменились на любую величину в пределах $\pm 0,05\%$, то и в этом случае, как это следует из выражения (3), рассматриваемая погрешность не вышла бы из пределов $\pm 0,0005\%$.

Как уже указывалось**, максимальная относительная погрешность, с которой известно сопротивление комбинированной меры, не превышает по величине максимальной относительной погрешности составляющих ее единичных мер при условии, что рассмотренной выше дополнительной погрешностью можно пренебречь. Для оценки погрешности комбинированной меры достаточно знать погрешности входящих в ее состав единичных мер.

Анализ погрешностей их поверки показывает, что если в качестве образцовой меры применяется переходная мера сопротивления $\frac{1}{1000 \times 10}$ ом, составленная из катушек сопротивления класса 0,01, а сличения производятся методом двойного уравнивания одинарного моста, то погрешность, с которой известно сопротивление единичной меры, не превышает $\pm 0,0035\%$, если ее сопротивление равно 100 мком, и увеличивается до $\pm 0,015\%$, если оно равно 60 мком.

При больших токовых нагрузках определение действительной температуры единичных мер становится затруднительным.

* См. стр. 68.

** См. статью настоящего сборника, стр. 52.

Как видно из рис. 7, ошибка в измерении температуры на $\pm 10\%$ может вызвать дополнительную погрешность в определении сопротивления единичной меры, не превосходящую $\pm 0,005\%$. Следовательно, общая погрешность, с которой известно сопротивление комбинированной меры на 6000 а , не превосходит $\pm 0,01\%$ для первого варианта и $0,02\%$ — для второго. Такая точность вполне достаточна для того, чтобы отнести изготовленную нами меру к классу $0,05$. Если возникнет практическая необходимость, то точность аттестации комбинированных мер сопротивления в первом варианте исполнения (сопротивление единичной меры равно 100 мком) может быть повышена в результате создания и применения переходной меры сопротивления $\frac{1}{1000 \times 10} \text{ ом}$, рассчитанной на полный ток в 1000 а .

Стабильность во времени сопротивления комбинированной меры изучалась в течение полутора лет. За первые полгода эксплуатация сопротивления двух единичных мер (№ 3 и 4), которые были паяны оловом после электролитического омеднения концов марганцевых пластин, изменилось более чем на $0,05\%$. Эти меры были забракованы и в комплект не вошли. Остальные меры паялись серебряным припоем ПСр-45 и в течение 20 час. (в два приема) выдерживались в термостате при температуре $140 \rightarrow 160^\circ \text{ С}$. Ни у одной из этих мер изменение сопротивления за первые полгода эксплуатации не превысило $0,02\%$, несмотря на неоднократные испытания полным током без масляного охлаждения. В течение последующего года комбинированная мера эксплуатировалась в нормальных условиях при температуре масла не больше 40° С . При этом изменения сопротивления не были обнаружены, поскольку они находятся за пределами точности измерений.

Описанная здесь, а также другие построенные по тому же принципу комбинированные меры сопротивления неоднократно применялись лабораторией электрических измерений Свердловского филиала ВНИИМ для поверки шунтов классов $0,1$; $0,2$ и $0,5$ как в лаборатории, так и на производстве. В обоих случаях условия применения мало отличаются друг от друга как по устройству шинных соединений, так и по стабильности тока. Почти всегда источниками питания служили низковольтные генераторы на токи $1 \rightarrow 7,5 \text{ ка}$.

Нестабильность тока не мешала измерениям вследствие применения мостовых методов сличения малых сопротивлений.

В ходе исследования и эксплуатации комбинированных мер сопротивления полностью подтвердилось высказанное выше мнение об их достоинствах.

Недостаток комбинированных многопредельных мер, обусловленный необходимостью применения вспомогательных катушек и учета их сопротивления при использовании мостовых схем, вполне компенсируется этими достоинствами.

Комбинированная мера сопротивления используется как в поверочной практике, так и при создании и поверке измерительной аппаратуры, предназначенной для измерения постоянных токов до $100\ 000 \text{ а}$ с погрешностью порядка $\pm 0,2\%$.

ВЫВОДЫ

1. С целью повышения точности поверки шунтов класса $0,5$ и обеспечения возможности поверки шунтов классов $0,05$; $0,1$ и $0,2$ создана комбинированная многопредельная мера сопротивления.
2. Комбинированная мера на $1000 \rightarrow 6000 \text{ а}$ с сопротивлением $10^{-4} \rightarrow 10^{-3} \text{ ом}$, составленная из 2, 3, 4, 5 и 6 мер на 1000 а каждая, удовлетворяет требованиям, предъявляемым к образцовым катушкам сопротивления класса $0,05$.

3. Одним из основных требований к манганину, предназначенному для изготовления мер малого сопротивления, рассчитанных на большой ток, является малая величина коэффициента β . Изменения сопротивления, обусловленные положительным или отрицательным коэффициентом α , могут быть скомпенсированы.

ЛИТЕРАТУРА

1. E. H. Raupet, *Journal of the Institution of Electrical Eng.*, v. 69, № 414, 1931, p. 1155.
2. F. A. Daigreen, *The Electrician*, v. 97, 1926, p. 499.
3. А. И. Маренина, Труды ВНИИМ, вып. 16 (32), 1938, стр. 4.
4. Н. М. Рудый и А. А. Чухлицев, «Измерительная техника», № 5, 1957, стр. 56.

**ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ДВОЙНОГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ
ОДИНАРНОГО МОСТА ПРИ СЛИЧЕНИИ КОМБИНИРОВАННЫХ МЕР
МАЛОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ**

Передача единицы электрического сопротивления образцовым и рабочим мерам малого сопротивления с наиболее высокой точностью может быть осуществлена с помощью переходных и комбинированных мер. Принцип, по которому они построены [1], заключается в объединении потенциальных зажимов отдельных четырехзажимных мер сопротивления, включенных в параллельные ветви цепи постоянного тока.

Такая группа четырехзажимных мер, названная нами комбинированной мерой сопротивления*, может быть использована для проверки шунтов и катушек малого сопротивления. Наиболее просто проверка могла быть осуществлена компенсационным методом с помощью потенциометра постоянного тока.

Однако применяемые при этом большие постоянные токи обычно нестабильны, что снижает точность измерения. Повышение точности может быть достигнуто за счет применения мостовых методов, но наличие сопротивлений r_x и r_k соединительных проводников между потенциальными зажимами отдельных мер и общими потенциальными зажимами, которые могут быть различными по величине, затрудняет применение мостовых методов. Наиболее просто этого затруднения можно избежать применением метода двойного уравновешивания одинарного моста, рекомендуемого для сличения мер малого сопротивления [2].

Рассмотрим применение наиболее совершенного варианта этого метода — двойного уравновешивания моста с одновременным переключением плеч — для сравнения комбинированной и обычной мер сопротивления.

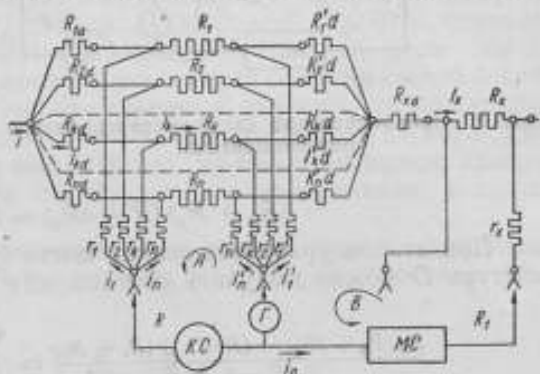


Рис. 1. Принципиальная схема моста при первом уравновешивании:

КС — катушка сопротивления; МС — магазин сопротивления; I — зеркальный гальванометр; R_x — образцовые меры; R_k — поверяемая мера; r_k и r_x — вспомогательные катушки; R_{kd} , R_{kd}' и R_{kd}'' — токоподводящие шины; r_x — добавочное сопротивление; R , R_1 и R_2 — сопротивления катушки и магазина; I_x , I_y — токи в потенциальных катушках; I_{kd} , I_{kd}' — токи в токоподводящих проводниках; I_k — полный ток; I_x — ток в катушке; I_y — ток в плечах.

* См. статью настоящего сборника, стр. 61.

Следовательно, выражение (9), так же как и уравнение (7), являются обычными уравнениями метода двойного уравновешивания моста, в которых к сопротивлениям плеч R , R_1 и R_2 прибавлены включаемые последовательно с ними сопротивление r_x и эквивалентное сопротивление параллельной группы вспомогательных потенциальных катушек r_v . Это эквивалентное сопротивление определяется обычным способом в предположении, что необъединенные концы вспомогательных катушек имеют один и тот же потенциал.

Нетрудно создать условия, при которых влияние сопротивления вспомогательных катушек комбинированной меры будет весьма малым. Так, например, в большинстве наших опытов по созданию комбинированных мер сопротивления r_v выбирались равными примерно 10 ом. Такая величина сопротивления достаточна для выполнения условий (2) и (3) с погрешностью не более 0,04%, что приводит практически к полному равенству действительного сопротивления группы R_x эквивалентному ее сопротивлению R_0 , определенному обычным способом, для любых комбинированных мер.

Если комбинированная мера состоит из десяти единичных сопротивлений, то $cR_0 = 1$ ом. В наших опытах в качестве сопротивления R использовалась образцовая катушка сопротивления в 10 000 ом. При этом, если производилась поверка образцовых катушек в 0,0001 ом, то $R_1 \approx R_2 \approx 15 000$ ом. Полное пренебрежение сопротивлением cR_0 привело бы к появлению погрешности расчета R_x по формуле (8), равной $+0,01\%$, что можно считать приемлемым при многих измерениях. Если же величины cR_0 и r_x учитываются и устанавливаются одинаковыми с максимальной погрешностью $\pm 1\%$, т. е. до 0,01 ом, что обычно и делается, то погрешность из-за их наличия не превзойдет 0,0001%. Без особого труда эта погрешность может быть уменьшена еще в 10 раз, но при этом нужно измерить и учесть сопротивления всех соединительных проводников, входящих в состав плеч моста.

Если поверяемая мера сопротивления является также комбинированной и для нее выполняются условия (2) и (3), то сопротивление r_x находится по выражению

$$r_x = \frac{1}{\sum_{m=1}^n \frac{1}{r_m}}$$

где r_m — сопротивление потенциальных катушек.

Если сопротивления R_0 и R_x , а также cR_0 и r_x близки по величине, то наличие систематических погрешностей определения величин R , R_1 , R_2 , cR_0 и r_x не внесет заметной ошибки в результат определения сопротивления R_x .

Так, например, если $R = 10 000$ ом, $R_1 \approx R_2 \approx 15 000$ ом, $r_x = cR_0$, а сравниваемые сопротивления отличаются на 0,4%, то ошибка в 0,1 ом, допущенная при измерении как cR_0 , так и r_x , внесет в результат измерения погрешность порядка $1 \cdot 10^{-6}\%$. Такая же ошибка, допущенная только в одном случае, внесет в результат измерения уже заметную погрешность порядка 0,001%.

Оценим погрешность, которая может появиться при использовании образцовой комбинированной меры сопротивления, если условия (2) и (3) выполнены недостаточно точно. Правые части уравнений (1) и (5) обозначим соответственно через $-\delta_1$ и $+\delta_{11}$. Они различны по величине, поскольку при втором уравновешивании моста изменяется сопротивление ветви, в которую включены катушка и магазин сопротивления. Если же сравниваемые сопротивления одинаковы, то величины сопротивления этой ветви при двух уравновешиваниях одинаковы и

$$\delta_1 = \delta_{11} = \delta. \quad (10)$$

Преобразуем уравнения (1) и (5):

$$(R_1 + r_x) R_0 (1 + \delta_1) = (R_x + R_p) [R + R_0 (c - \delta_1)]; \quad (11)$$

$$(R + r_x) [R_p + R_0 (1 + \delta_{11})] = R_x [R_2 + R_0 (c - \delta_{11})]. \quad (12)$$

Величины δ_1 и δ_{11} связаны только с R_0 и самостоятельно в уравнения не входят. Они присущи комбинированной мере сопротивления, а не методу сличения.

При выполнении равенства (10), решая уравнения (11) и (12) относительно R_x , находим

$$R_x = R_0 (1 + \delta) \frac{R + r_x}{R + cR_0 \left(1 - \frac{\delta}{c}\right)} \frac{R + R_1 + r_x + cR_0 \left(1 - \frac{\delta}{c}\right)}{R + R_2 + r_x + cR_0 \left(1 - \frac{\delta}{c}\right)}. \quad (13)$$

Таким образом, если не выполнено условие пропорциональности сопротивлений R_x и r_x , то действительная величина сопротивления R_x комбинированной меры будет отличаться от вычисленного значения R_0 , и это обстоятельство учитывается множителем $(1 + \delta)$, что уже известно. Кроме того, в этих условиях действительная величина эквивалентного сопротивления пучка потенциальных проводников комбинированной меры будет отличаться от величины cR_0 , найденной в предположении, что равенства (2) и (3) выполняются. Это обстоятельство учитывается множителем $\left(1 - \frac{\delta}{c}\right)$.

Оценим величины δ и $\frac{\delta}{c}$ и их влияние на результат измерения R_x . Если комбинированная мера составлена из единичных мер, сопротивление которых близко по величине, то выражение

$$\delta = \sum_{k=1}^n \left(\frac{i_k}{I} \Delta c_k - \frac{c'_k}{I} \Delta c'_k \right) \quad (14)$$

можно преобразовать, используя уравнения (2) и (3):

$$\delta = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \left(\frac{u_k}{U} \frac{\Delta c_k}{c} - \frac{u'_k}{U} \frac{\Delta c'_k}{c} \right), \quad (15)$$

где

$$u_k = i_k r_k \quad \text{и} \quad u'_k = i'_k r'_k.$$

Обычно

$$\left| \frac{u_k}{U} \right| \approx \left| \frac{u'_k}{U} \right| < 0,01, \quad \text{а} \quad \left| \frac{\Delta c_k}{c} \right| \approx \left| \frac{\Delta c'_k}{c} \right| < 0,0005.$$

Перейдя к суммированию абсолютных значений, получим

$$\delta < 0,00001 \quad \text{или} \quad 0,001\%.$$

Величина коэффициента c при $r_x = 10$ ом обычно лежит в пределах $10^4 \div 10^6$. Следовательно, $\frac{\delta}{c} < 10^{-9}$.

К тому же следует учесть, что в выражении

$$R + cR_0 \left(1 - \frac{\delta}{c}\right)$$

величина cR_0 составляет всего $(0,01 \div 0,0001) R$, и поэтому влияние рассматриваемой погрешности на результат измерения ничтожно мало

(меньше $1 \cdot 10^{-3}\%$). Еще меньшую роль, как это видно из предыдущего анализа, она играет в дроби

$$\frac{R + R_1 + r_x + cR_0 \left(1 - \frac{\delta}{c}\right)}{R + R_2 + r_x + cR_0 \left(1 - \frac{\delta}{c}\right)}$$

Таким образом, без какого-либо ущерба для точности измерения уравнение (13) может быть записано так:

$$R_x = R_0 (1 + \delta) \frac{R + r_x}{R + cR_0} \frac{R + R_1 + r_x + cR_0}{R + R_2 + r_x + cR_0} \quad (16)$$

Это выражение и следует применять для оценки погрешностей измерения в конкретных случаях применения образцовых комбинированных мер сопротивления и метода двойного уравновешивания одинарного моста.

В заключение необходимо сделать следующий вывод: метод двойного уравновешивания одинарного моста без значительного усложнения может быть применен для поверки мер малого сопротивления любого класса точности по образцовым комбинированным мерам, для которых выполнено условие пропорциональности сопротивлений единичных мер и вспомогательных катушек.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. М. Рудный и А. А. Чухланцев, «Измерительная техника», № 5, 1957, стр. 56.
2. J. Thomas, Circular № 470, NBS, 1948.

А. С. Румянцев, А. А. Чухланцев и Е. П. Дубовик
**О ПОГРЕШНОСТЯХ ШУНТОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ
БОЛЬШИХ ТОКОВ**

В 1955 г. во ВНИИМ было проведено исследование двенадцати шунтов типа 75 ШС класса 0,5, на 6000 а 75 мв каждый. Из этих шунтов, путем параллельного их включения и объединения их потенциальных зажимов, намечалось создание разборной меры сопротивления на ток до 72 ка. Мера предназначалась для применения в Свердловском филиале ВНИИМ в качестве образцовой при измерении постоянных токов до 70 ка в производственных условиях с погрешностью не более 0,5%.

Как было установлено Свердловским филиалом ВНИИМ, в производственных условиях большие токи весьма нестабильны и температура шунтов при эксплуатации непостоянна. Поэтому каждый из двенадцати шунтов надлежало исследовать в условиях, близких к эксплуатационным и аттестовать как образцовое сопротивление с погрешностью, значительно меньшей 0,5%. Необходимо было также выяснить причины и величину погрешности, возникающей при повторном монтаже шунтов.

Таким образом, предметом настоящей работы было исследование источников погрешностей, возникающих при повторном монтаже шунтов, а также при изменении условий их эксплуатации.

Исследовано влияние на сопротивление шунтов 75 ШС т. э. д. с., непостоянства места контакта потенциальных проводников с наконечниками шунта, изменения распределения тока в шунте, изменения силы этого тока и температуры шунта.

Исследование трех первых источников погрешности выполнено авторами совместно. Исследование влияния силы тока и температуры на сопротивление шунтов выполнено А. С. Румянцевым и Е. П. Дубовиком. В статье использованы материалы экспериментальных исследований шунтов других конструкций, проведенных в лаборатории электрических измерений ВНИИМ за последние годы.

Сопротивления шунтов измерялись с помощью реакторного делителя тока [1, 2], нулевым методом; падение напряжения на шунте, включенном в цепь большого тока, уравнивалось падением напряжения на известном сопротивлении в цепи компенсационного тока делителя. Метод обеспечивал непосредственный отсчет величины измеряемого сопротивления с погрешностью $\pm 0,02\%$.

Погрешность шунтов под влиянием т. э. д. с.

Измерение т. э. д. с. между потенциальными зажимами шунта производилось с помощью чувствительного гальванометра сразу после выключения длительно проходившего по шунту тока, равного номинальному. По результатам измерений вычислялась относительная погрешность, равная отношению величины т. э. д. с. к величине номинального падения напряжения на шунте.

Применялись потенциальные зажимы, изготовленные из разных материалов. В случае использования латунных зажимов величина т. э. д. с.

достигала 70 мкв, что вызывало погрешность шунта порядка 0,09%. В случае применения медных зажимов величина т. э. д. с. снижалась до 2—5 мкв и обуславливала погрешность в пределах 0,003—0,007%. Таким образом, во втором случае погрешностью от влияния т. э. д. с. можно было пренебречь.

Погрешность шунтов от непостоянства места контакта потенциальных проводников с наконечниками шунтов

При повторных подключениях потенциальных проводников к шунту точки контакта проводников с наконечниками шунта могут перемещаться на несколько миллиметров. Так как на наконечниках имеет место заметное падение напряжения, то перемещение места контакта влияет на величину снимаемого с шунта падения напряжения, т. е. является причиной погрешности шунтов.

Измеренная при установленном тепловом режиме шунта погрешность от перемещения контакта потенциальных проводников достигала величины порядка 0,06%. Для устранения ее потенциальные проводники присоединялись к цилиндрическим возвышениям (приливам) высотой 5—10 мм или применялись изоляционные шайбы толщиной в несколько миллиметров, помещаемые между поверхностью наконечников и потенциальными проводниками. Оба способа обеспечивают постоянное место контакта потенциальных проводников с наконечниками шунта.

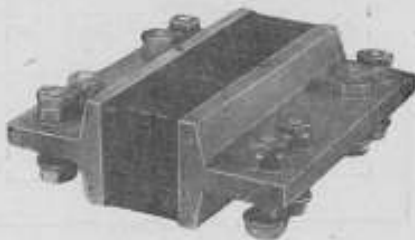


Рис. 1. Шунт 75 ШС на 6000 а 75 мв.

Погрешность шунтов от изменения распределения тока в них и пути уменьшения этой погрешности

С изменением качества контактов в токовых зажимах шунта происходит перераспределение тока между его марганциновыми пластинами. В результате такого перераспределения изменяется снимаемое с шунта падение напряжения, т. е. возникает погрешность шунта.

При каждом новом монтаже шунта сопротивление контактов будет отличаться от предыдущего значения. По этой причине сопротивление шунта при эксплуатации может отличаться от его значения, полученного при проверке.

Как показали измерения сопротивления шунтов 75 ШС на 6000 а 75 мв, их максимальная погрешность вследствие перераспределения тока может быть порядка 0,5%. При включениях шунтов на все токовые зажимы эта погрешность меньше, однако может составить 0,2%. Такое большое значение погрешности является следствием конструктивных недостатков этих шунтов. Как видно из рис. 1, на шунтах имеется большое число токовых зажимов, расположенных на широких и коротких наконечниках, и одна пара потенциальных зажимов, размещенных близко к токовым*.

Одним из способов уменьшения погрешности шунтов от перераспределения тока в них является увеличение числа пар потенциальных зажимов. Попытки уменьшить погрешность этим способом делались ранее [3], однако этот способ дает хороший результат только при условии правильного размещения зажимов на наконечниках шунта. Произвольное расположение зажимов может даже увеличить погрешность.

Уменьшение погрешности шунтов 75 ШС на 6000 а 75 мв от перераспределения тока было осуществлено авторами статьи путем применения

* Такие же конструктивные недостатки, обуславливающие большую погрешность от перераспределения тока, имеются в шунтах фирмы Сименс и Гальске. Погрешность этих шунтов от перераспределения тока в них составляет от 0,1 до 0,3%.

двух пар потенциальных зажимов, правильное расположение которых находилось экспериментально. При неизменном токе в шунте и установленном тепловом состоянии шунта на его наконечниках обнаруживались две пары особых точек, обозначенных на рис. 2 цифрами 1 и 1', 2 и 2'. Сопротивления между двумя точками каждой пары на рисунке обозначены соответственно r_{11}' и r_{22}' . При любом изменении распределения тока в шунте изменение сопротивления между точками одной пары было приблизительно равно и противоположно по знаку изменению сопротивления между точками другой пары, т. е. $\Delta r_{11}' \cong -\Delta r_{22}'$.

Таким образом, среднее арифметическое сопротивлений шунта, измеренных между этими точками, не зависело от перераспределения тока в шунте.

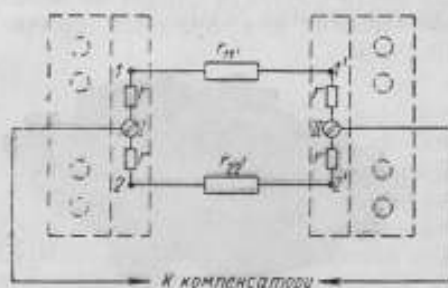


Рис. 2. Схема потенциальных зажимов конструктивно измененного шунта 75 ШС на 6000 а 75 мв.

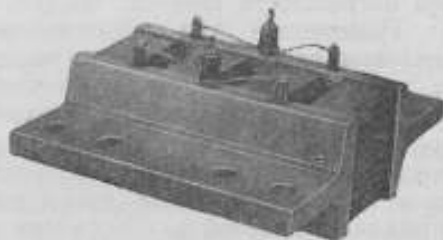


Рис. 3. Шунт 75 ШС на 6000 а 75 мв, конструктивно измененный установкой двух пар потенциальных зажимов.

В эти точки устанавливались две пары потенциальных зажимов. Пары зажимов соединялись параллельно через четыре специально подобранные добавочные сопротивления r порядка 1 ом каждый, как показано на схеме рис. 2. Добавочные сопротивления к потенциальным зажимам, размещенным на одном наконечнике шунта, были навиты на общий каркас, который укреплялся в месте прежних потенциальных зажимов шунта — по его оси. Концы добавочных сопротивлений поджимались под объединенный потенциальный зажим (I или II), установленный на каркасе.

Общий вид шунта 75 ШС на 6000 а 75 мв с двумя парами потенциальных зажимов представлен на рис. 3. Исследование таких шунтов показало, что их погрешность от перераспределения тока при подключениях на различное число токовых зажимов не превышает нескольких сотых долей процента.

Так как экспериментальное определение мест правильного расположения увеличенного числа потенциальных зажимов требует значительного времени и сравнительно точных измерений, то описанный способ уменьшения погрешности может применяться только в отдельных случаях, например при изготовлении образцовых шунтов и мер.

Другим способом уменьшения погрешности шунта от перераспределения тока является удаление потенциальных зажимов от токовых, как это сделано, например, в одной из конструкций шунтов фирмы Гартман и Браун (рис. 4), в которой удаление потенциальных зажимов от токовых — осуществляется путем увеличения высоты шунта a по сравнению с шириной наконечников b .

Уменьшение погрешности шунтов от перераспределения тока в них достигается также уменьшением самого явления перераспределения тока — путем удлинения и сужения наконечников шунта, а также применением меньшего числа токовых зажимов, размещенных около продольной оси шунта, по которой размещены и потенциальные зажимы.

Однако конструкция шунтов с удлиненными наконечниками непрактична вследствие больших размеров и веса. Более просто уменьшение

перераспределения тока в шунте достигается уменьшением ширины наконечников шунта между токовыми и потенциальными зажимами*. Ширину наконечников готового шунта можно уменьшить, сделав поперечные пропилы с обеих сторон на некоторую глубину. Оставшееся сечение наконечника должно быть достаточным для того, чтобы плотность тока не превышала допустимую.

Исследование ряда шунтов с потенциальными зажимами, удаленными от токовых (шунты фирмы Гартман и Браун), или с уменьшенным сечением наконечников между этими зажимами (специальные шунты фирмы Лиде и Нортруп) показало, что погрешность этих шунтов, вызванная

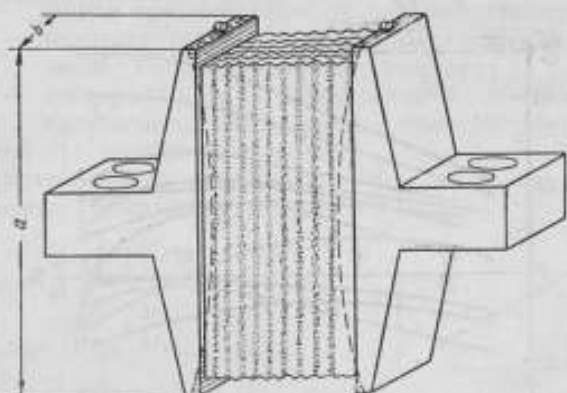


Рис. 4. Схематический чертеж шунта на 7500 и 60 мв фирмы Гартман и Браун.

перераспределением тока в них, не превышает 0,1%. Таким образом, малая величина погрешности шунтов от перераспределения тока в них может обеспечиваться только их конструкцией.

Погрешность шунтов от изменения токовой нагрузки

Нагрузочные характеристики шунтов являются графиками функциональных зависимостей вида $r = f(I)$, или $\Delta r = f(I)$, или $\frac{\Delta r}{r_n} = f(I)$, или $\frac{\Delta r}{r_n} = f\left(\frac{I}{I_n}\right)$, где r — действительное сопротивление шунта, I — сила тока в нем, $\Delta r = r - r_n$, причем r_n — номинальное значение сопротивления шунта, I_n — номинальное значение силы тока, на которое рассчитан шунт. Величины $\frac{\Delta r}{r_n}$ и $\frac{I}{I_n}$ представляют собой соответственно относительное изменение сопротивления шунта и относительное изменение силы тока в нем. На графиках эти величины удобно выражать в процентах.

На рис. 5 изображены нагрузочные характеристики шунтов класса 0,5 различных конструкций, имеющих по одной паре потенциальных зажимов**.

Учитывая вид нагрузочных характеристик при ответственных поверках шунтов высокого класса точности следует рекомендовать проведение дополнительных контрольных измерений при токовых нагрузках 50 и 75% от номинальной (не предусмотренных ГОСТ 8042—56), если при нагрузке 60% погрешность шунта приближается к предельно допустимой.

* В некоторых специальных шунтах фирмы Лиде и Нортруп, применяемых в качестве образцовых сопротивлений, уменьшение сечения наконечников между токовыми и потенциальными зажимами осуществляется небольшими вырезами в наконечниках против каждого токового зажима.

** Для получения правильной характеристики шунта при каждой токовой нагрузке его сопротивление измеряется только после достижения им теплового равновесия.

Изменение сопротивления шунтов при изменении силы тока обусловлено изменением их температуры. При этом непосредственными причинами изменения сопротивления шунтов могут быть: 1) изменение сопротивления составных элементов шунта (манганиновых пластин и медных наконечников); 2) изменение величины т. э. д. с. между потенциальными зажимами шунта; 3) изменение распределения тока в шунте, которое может иметь место вследствие изменения сопротивления контактов в токовых зажимах.

Основной причиной нагрузочной погрешности шунтов является первая из перечисленных, т. е. зависимость сопротивления составных элементов шунта от температуры. Это подтверждается практическим совпа-

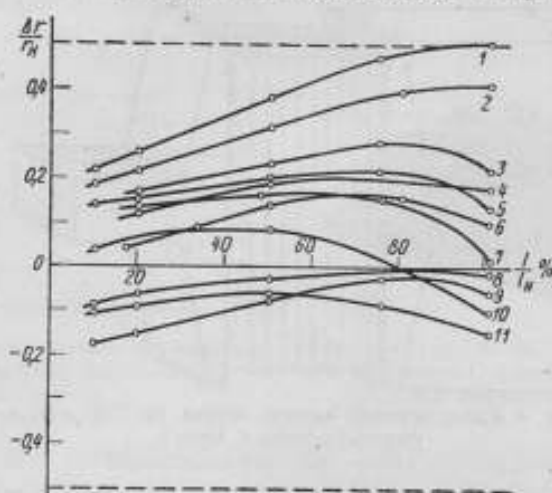


Рис. 5. Нагрузочные характеристики некоторых шунтов класса 0,5:

- 1 — шунт на 3000 а 45 мв фирмы Сименс и Гальске; 2 — шунт на 1000 а 45 мв завода ГМЗП; 3 — шунт на 2000 а 45 мв завода ГМЗП; 4 — шунт на 750 а 45 мв фирмы Сименс и Гальске; 5 — шунт на 1000 а 45 мв завода ГМЗП; 6 — шунт на 6000 а 75 мв Краснодарского завода ЗИП; 7 — шунт на 750 а 75 мв фирмы Сименс и Гальске; 8 — шунт на 1500 а 60 мв фирмы Гартман и Браун; 9 — шунт на 1000 а 45 мв завода ГМЗП; 10 — шунт на 3000 а 45 мв фирмы Сименс и Гальске; 11 — шунт на 1000 а 45 мв завода ГМЗП.

дением нагрузочных характеристик шунтов 75 ШС на 6000 а 75 мв до конструктивного их изменения и после этого изменения, заключающегося в установке на шунтах двух пар медных потенциальных зажимов; как было показано выше, в результате такого конструктивного изменения погрешность шунтов от влияния т. э. д. с. и перераспределения тока в них практически устранялась. Характеристика шунта до конструктивного изменения представлена кривой б на рис. 5, а после изменения — на рис. 6. Как видно из рис. 6, нагрузочная погрешность шунта, обусловленная только зависимостью сопротивления его составных элементов от температуры, не превышает 0,2%.

Большой интерес представляет хотя бы приближенное объяснение хода нагрузочных характеристик шунтов. С этой целью представим шунт как сопротивление, состоящее из двух частей: одной — чисто манганиновой и другой — чисто медной. Сопротивление шунта будем считать равным сумме сопротивлений этих частей*. Сопротивление медной

* Для более точного объяснения следовало бы учитывать, в частности, явление перераспределения тока по высоте шунта, вызываемое температурным изменением сопротивления медных наконечников с изменением токовой нагрузки шунта [4].

части является сопротивлением участков медных наконечников, заключенных между эквипотенциальными поверхностями, проходящими через потенциальные зажимы шунта*.

Сопротивления r_1 и r_2 манганина и меди, а также сопротивление r всего шунта можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= r_{10} [1 + \alpha_1 (t_1 - \theta)] \\ r_2 &= r_{20} [1 + \alpha_2 (t_2 - \theta)] \\ r &= r_0 + r_{10} \alpha_1 (t_1 - \theta) + r_{20} \alpha_2 (t_2 - \theta) \end{aligned} \right\} (1)$$

где r_{10} , r_{20} и r_0 — сопротивления соответственно манганина, меди и всего шунта при некоторой начальной температуре θ ;

t_1 и t_2 — температуры манганина и меди, которые в условиях эксплуатации шунта не совпадают;

α_1 и α_2 — температурные коэффициенты манганина и меди, являющиеся функциями температуры.

Из выражений (1) приближенные выражения для температурных коэффициентов (через конечные приращения) будут

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &\cong \frac{1}{r_{10}} \left(\frac{\Delta r}{\Delta t_1} \right)_{t_2 = \text{const}} = \frac{1}{r_{10}} \left(\frac{\Delta r_1}{\Delta t_1} \right)_{t_2 = \text{const}} \\ \alpha_2 &\cong \frac{1}{r_{20}} \left(\frac{\Delta r}{\Delta t_2} \right)_{t_1 = \text{const}} = \frac{1}{r_{20}} \left(\frac{\Delta r_2}{\Delta t_2} \right)_{t_1 = \text{const}} \end{aligned} \right\} (2)$$

Как видно из выражений (1), ход нагрузочных характеристик должен объясняться зависимостью сопротивлений манганина и меди от температуры. Для выяснения этой зависимости требуется знание сопротивлений r_{10} и r_{20} , а также коэффициентов α_1 и α_2 как функций температуры.

Определение сопротивлений манганина и меди и температурных коэффициентов в готовых шунтах представляет значительные трудности. Однако для готового шунта оказалось возможным экспериментально определить произведения, которые обозначим δr_1 и δr_2 :

$$\left. \begin{aligned} \delta r_1 &= r_{10} \alpha_1 \cong \left(\frac{\Delta r}{\Delta t_1} \right)_{t_2 = \text{const}} = \left(\frac{\Delta r_1}{\Delta t_1} \right)_{t_2 = \text{const}} \\ \delta r_2 &= r_{20} \alpha_2 \cong \left(\frac{\Delta r}{\Delta t_2} \right)_{t_1 = \text{const}} = \left(\frac{\Delta r_2}{\Delta t_2} \right)_{t_1 = \text{const}} \end{aligned} \right\} (3)$$

Величины δr_1 и δr_2 (имеющие размерность *ом/град*) являются приращениями сопротивлений манганина и меди при нагревании последних на 1° С. Как видно из выражений (3), для определения, например, приращения δr_1 нужно изменить сопротивление шунта на величину Δr только путем изменения температуры манганина на Δt_1 , сохраняя температуру меди постоянной.

С целью определения приращений δr_1 и δr_2 шунт типа 75 ШС на 6000 а 75 мв прогревался током. В процессе прогрева проводились многократные измерения сопротивления шунта и соответствующих ему температур манганина и меди** . Далее шунт прогревался большим током и проводились те же измерения. Таким образом, сила тока в шунте дово-

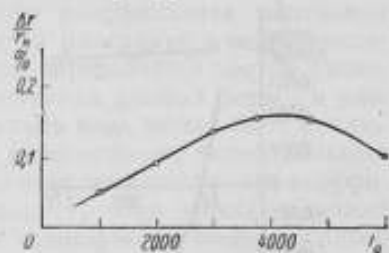


Рис. 6. Нагрузочная характеристика шунта 75 ШС на 6000 а 75 мв с двумя парами медных потенциальных зажимов.

* На рис. 4 эквипотенциальные линии проведены пунктиром, а входящие в сопротивление шунта участки медных наконечников заштрихованы.

** Здесь и далее во время исследований температуры измерялись с помощью термомпары с погрешностью $\pm 5^\circ \text{C}$. За температуру меди принималась средняя температура из измеренных на обоих наконечниках, а температура манганина измерялась в середине одной из пластин.

дилась до 6000 а, после чего те же измерения делались при уменьшающихся значениях силы тока.

Из этих данных с помощью графических построений, определявших значения величин в выражениях (3), были получены значения приращений δr_1 и δr_2 при различных температурах. Графики зависимости этих приращений от температуры представлены на рис. 7. Как видно из графиков, приращение сопротивления манганина при нагревании на 1°C оказывается переменным по величине и по знаку. Перемена знака имеет место в интервале температур $40 \div 50^\circ\text{C}$. Приращение сопротивления меди при нагревании на 1°C остается, как и следовало ожидать, практически постоянным*.

Теперь, с помощью графиков, приведенных на рис. 7, можно объяснить ход нагрузочной характеристики шунта, изображенной на рис. 6. С увеличением токовой нагрузки, а значит и температуры, характеристика обнаруживает замедление роста сопротивления, так как с ростом темпе-

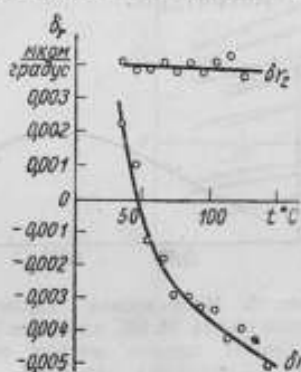


Рис. 7. Зависимость приращений сопротивлений манганина (δr_2) и меди (δr_1) от температуры.

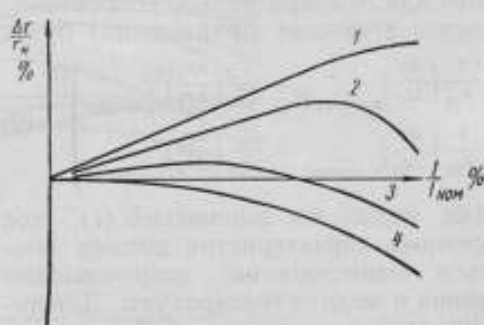


Рис. 8. Виды нагрузочных характеристик шунтов.*

ратуры приращение сопротивления манганина уменьшается. При некоторых температуре и нагрузке сопротивление шунта достигает максимального значения. При этих условиях увеличение сопротивления участков медных наконечников, составляющего $0,5 \div 1\%$ от общего сопротивления шунта, компенсируется уменьшением сопротивления манганина, так как приращение сопротивления манганина при данной температуре достигает некоторого отрицательного значения. С дальнейшим возрастанием токовой нагрузки, а с ней и температуры, сопротивление шунта начинает уменьшаться, так как с повышением температуры уменьшение сопротивления манганина становится больше, чем увеличение сопротивления участков медных наконечников**.

Согласно приведенному объяснению практически встречающиеся виды нагрузочных характеристик шунтов могут быть представлены кривыми рис. 8, начала которых совмещены в начале координат. Последовательный переход от характеристики 1 к характеристикам 2, 3 и 4 может быть осуществлен путем уменьшения количества меди, входящей в сопротивление шунта, и применением такого манганина, температурный коэффи-

* Графики приращений сопротивлений манганина и меди в зависимости от температуры имеют такой же вид, как и известные графики температурных коэффициентов манганина и меди (как материалов) от температуры; выражения (2) и (3) отличаются постоянными множителями, поэтому графики приращений и коэффициентов отличаются только масштабом.

** В литературе [2] встречаются графики погрешности шунтов (обратные графикам нагрузочных характеристик), объяснить ход которых, а также величину погрешности представляется затруднительным.

коэффициент которого изменяет знак с положительного на отрицательный при более низкой температуре.

Очевидно, что малой нагрузочной погрешностью будут обладать шунты, изготовленные из манганина с малым температурным коэффициентом и рассчитанные на узкий интервал рабочих температур, а также те, в которых участки линий тока между потенциальными зажимами, проходящие по меди, будут меньше. Для компенсации увеличения сопротивления меди уменьшением сопротивления манганина температурный коэффициент манганина должен изменять свой знак при температуре, несколько меньшей середины интервала рабочих температур шунта.

Практически шунты проектируются и используются для работы в широком диапазоне температур (до 150°C). Поэтому расчет шунтов с малой нагрузочной погрешностью представляет весьма сложную задачу. При ее решении следует учитывать величину интервала рабочих температур шунтов, величины температурных коэффициентов меди и манганина, характер изменения температурного коэффициента манганина с изменением температуры, а также количества манганина и меди, входящих в сопротивление шунта. Количество меди определяется местом расположения потенциальных зажимов на наконечниках данной формы и размера. При определенном расположении зажимов медь может быть исключена из сопротивления шунта [4]. Изменяя расположение потенциальных зажимов, можно изменять величину и даже знак температурного коэффициента шунта [4]. В узком интервале температур этим способом может быть обеспечено весьма малое значение суммарного температурного коэффициента шунта, а следовательно, и его нагрузочной погрешности.

Дополнительная нагрузочная погрешность шунтов

Резкие изменения токовой нагрузки являются причиной дополнительной нагрузочной погрешности шунтов. Возникновение этой погреш-

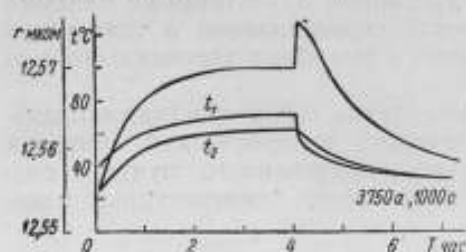


Рис. 9. Изменение сопротивления шунта 75 ШС на 6000 а и 75 мв и температур его манганиновых пластин и медных наконечников при резком изменении токовой нагрузки.

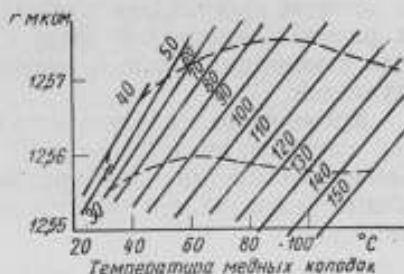


Рис. 10. Температурные характеристики шунта 75 ШС на 6000 а и 75 мв .

ности поясняется рис. 9, на котором изображены графики зависимости сопротивления шунта 75 ШС на 6000 а и 75 мв , а также температур (t_1 и t_2) его манганиновых пластин и медных наконечников от времени прохождения по шунту тока. В момент уменьшения тока от 1000 а сопротивление шунта возросло на величину порядка 0,06%. Это увеличение сопротивления представляет собой дополнительную нагрузочную погрешность.

* На шунте были установлены медные потенциальные зажимы, т. е. д. с. между которыми практически отсутствовала.

Так как влияние т. э. д. с. на сопротивление исследованного шунта было пренебрежимо малым, то возникновение дополнительной нагрузочной погрешности можно объяснить только следующим образом. После уменьшения тока температура медных наконечников уменьшается медленно (вследствие большой массы их), а температура манганина уменьшается быстро. Так как температурный коэффициент манганина при этом изменяется от отрицательного значения к положительному, то сопротивление манганина, а следовательно, и всего шунта резко увеличивается. Последующее уменьшение сопротивления шунта объясняется охлаждением и медных наконечников. В случаях резкого увеличения токовой нагрузки дополнительная погрешность будет вычитаться из основной и результирующая нагрузочная погрешность будет уменьшенной.

Дополнительная нагрузочная погрешность меньше для шунтов с короткими и толстыми манганиновыми проводниками, например для шунтов фирмы Сименс и Гальске.

Температурные характеристики шунтов

При прохождении по шунту тока средняя температура медных наконечников, как правило, отличается от средней температуры манганиновых пластин. С изменением силы тока эти температуры изменяются неодинаково. Поэтому для шунтов можно строить два вида температурных характеристик, а именно — зависимость сопротивления от температуры меди при постоянной температуре манганина и зависимость сопротивления от температуры манганина при неизменной температуре меди.

На рис. 10 представлено семейство характеристик первого вида для шунта 75 ШС на 6000 а 75 мв, полученное в результате одновременных измерений сопротивления шунта и температур меди и манганина при различных (в том числе и нестабильных) токовых нагрузках шунта; методика таких измерений была изложена выше.

Характеристики представляют собой прямые линии, около каждой из которых проставлена температура манганина. Пунктирными линиями на рисунке ограничена область значений сопротивления и температур меди и манганина шунта, имеющих место в реальных условиях его эксплуатации.

Кроме чисто теоретического интереса, такие характеристики в отдельных случаях представляют и практический интерес — для контроля величины сопротивления предварительно исследованного шунта в различных условиях его эксплуатации путем только температурных измерений.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из проведенной работы следует, что основными погрешностями шунтов 75 ШС на 6000 а 75 мв класса 0,5 завода ЗИП являются погрешность от перераспределения тока (до 0,5%), нагрузочная погрешность (до 0,2%) и погрешность от влияния т. э. д. с. (до 0,1%). Погрешностью от неодинакового подключения потенциальных проводников (порядка 0,05%) можно пренебречь.

Перечисленные погрешности обусловлены конструктивными недостатками шунтов, а также качеством материалов, из которых изготовлены шунты.

После установки на шунтах двух пар медных потенциальных зажимов эти шунты оказалось возможным аттестовать как образцовые сопротивления на 6000 а с погрешностью $\pm 0,1\%$. Такая величина погрешности была допустимой для комплектования из шунтов образцовой меры на ток 72 ка с погрешностью менее 0,5%.

Существенное уменьшение основных погрешностей шунтов на большие токи может обеспечиваться только выбором рациональной их конструкции и, в частности, правильным размещением их потенциальных зажимов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Е. К. Михайлова, Труды ВНИИМ, вып. 14 (74), 1953.
2. Е. К. Михайлова, «Вестник электропромышленности», № 1, 1953.
3. В. Б. Перетц, Н. П. Возженникова, «Промышленная энергетика», № 4, 1951.
4. А. И. Маренниа, Труды ВНИИМ, вып. 16 (32), 1938.

О ТОЧНОСТИ ПОВЕРКИ ПРИБОРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Целью поверки приборов электрического сопротивления является определение отклонений их показаний от действительных значений измеряемой величины, т. е. определение их систематических погрешностей. Однако в процессе поверки возникают случайные погрешности, которые, очевидно, должны оставаться меньше определенной доли искомого отклонения, иначе полученные результаты будут недостоверны. Настоящая работа является опытом количественной оценки случайных погрешностей поверки основных типов приборов электрического сопротивления, широко применяемых в поверочной практике.

Случайные погрешности поверки мер или измерительных приборов можно представить себе как сочетание двух категорий случайных погрешностей. Погрешности первой категории возникают в самом процессе передачи значений от образцовых мер и приборов поверяемым приборам. Эти погрешности, поскольку они возникают во время самой операции поверки, мы будем условно называть «операционными». Причины их появления заключаются в случайных изменениях условий во время измерений. Погрешности второй категории присущи самой образцовой аппаратуре и характеризуют достоверность, с которой известны ее поправки. Эти погрешности, которые мы условно назовем «аппаратурными», имеют двойное происхождение: с одной стороны, они складываются из операционных погрешностей данной образцовой меры или измерительного прибора и всей вышестоящей образцовой аппаратуры, которая участвовала в их поверке; с другой стороны, причиной их возникновения являются изменения свойств приборов от момента их поверки до момента практического использования. Сюда входят не подвергающиеся обычно количественному учету изменения, вызываемые такими факторами, как старение манганина, влияние изменений влажности, температуры, нагрузки током, способа включения при поверке и другими менее существенными причинами. Учет этих изменений, требующий детального изучения свойств приборов и условий измерений, весьма сложен. Вместе с тем, при правильном хранении и достаточно частой поверке мер и приборов можно настолько сузить пределы этих изменений, что они не окажут существенного влияния на результаты поверок на всех ступенях поверочной цепи. Поэтому в данной работе мы оставим их без рассмотрения и будем считать, что аппаратурные погрешности представляют собой лишь накопленные операционные погрешности поверок мер вышестоящих разрядов. Достаточно очевидно, что аппаратурные погрешности приборов представляют собой не простую сумму операционных погрешностей, а складываются из них более сложным образом, в зависимости от назначения и схемы прибора. Анализ закономерностей сложения случайных погрешностей поверки образцовых мер и приборов сопротивления, а также погрешностей передачи значений нижестоящим приборам, т. е. по условной терминологии, введенной выше, аппаратурных и операционных по-

грешностей и составляет основное содержание настоящей работы. На основании анализа оказалось возможным дать приблизительную количественную оценку этих погрешностей, сформулировать рекомендации по выбору рациональной методики проверок и предложить практически достаточно простой метод контроля точности измерений при проверке приборов сопротивления.

В общем случае прибор сопротивления представляет собой совокупность большого числа катушек сопротивления, включенных в более или менее сложную электрическую схему. Для того чтобы ответить на вопрос, какова результирующая погрешность проверки прибора, необходимо рассмотреть закономерности сложения погрешностей проверки отдельных его элементов.

В дальнейшем мы будем исходить из того общепризнанного положения, что случайные погрешности обычных измерений, как правило, распределяются по нормальному закону. Кривая распределения, отражающая все возможные значения случайной величины x_i , наилучшим образом характеризуется двумя параметрами: средним значением \bar{x} и стандартным отклонением (или средним квадратичным отклонением) $\sigma(x)$. На практике, однако, определяют лишь ограниченное число n значений случайной величины или, выражаясь языком математической статистики, имеют дело с выборкой из генеральной совокупности. Средние значения нескольких выборок из одной и той же генеральной совокупности будут также случайными величинами, распределенными нормально. Параметром этого нового распределения является стандартное отклонение среднего значения $\sigma(\bar{x}) = \frac{\sigma(x)}{\sqrt{n}}$. Чем меньше выборка (меньше n), тем больше может быть отклонение среднего выборки от среднего генеральной совокупности. Стандартное же отклонение среднего, вычисленное на основании данных выборки по известной формуле

$$\sigma(\bar{x}) = \frac{\sigma(x)}{\sqrt{n}} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}}{n},$$

будет меньше стандартного отклонения генерального среднего, так как значения x_i лежат ближе к среднему выборки \bar{x} , чем к генеральному среднему. Поэтому вместо параметра $\sigma(\bar{x})$ для оценки колеблемости среднего применяют параметр

$$S(\bar{x}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n(n-1)}}, \quad (1)$$

иногда называемый эмпирическим стандартом.

Для оценки, насколько среднее значение выборки может отличаться от среднего значения μ генеральной совокупности, пользуются понятием доверительного интервала, т. е. интервала, покрывающего с заданной вероятностью неизвестное значение μ . Половина доверительного интервала равна

$$t_p S(\bar{x}),$$

где t_p — число, зависящее от числа степеней свободы $(n-1)$ и заданной вероятности p . Величина t_p имеет распределение Стьюдента. При

$n \rightarrow \infty$ это распределение приближается к нормальному и значения t_p совпадают со значениями нормированной величины

$$t = \frac{x - \mu}{\sigma},$$

входящей в интегральную функцию

$$\Phi(t) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{t^2}{2}} dt,$$

когда ее значение численно равно p .

Таким образом, задавшись вероятностью p , например 0,99, и найдя по таблицам Стьюдента-Фишера коэффициент t_p , можно, говоря упрощенно, определить то значение погрешности результата измерений, которое она не превысит в 99 случаях из 100. Искомое значение измеряемой величины может быть при этом условно записано в виде

$$\bar{x} + t_p S(\bar{x}) > \mu > \bar{x} - t_p S(\bar{x}). \quad (2)$$

В общем случае, когда производятся косвенные измерения и результат является функцией нескольких величин, вместо стандартного отклонения удобнее оперировать с дисперсией или квадратом стандартного отклонения. Дисперсия обладает рядом характерных свойств, наиболее важными из которых для нас являются следующие:

1. Изменение всех значений на одну и ту же величину не меняет дисперсии; следовательно, результаты измерений, рассматриваемые как совокупность случайных величин, и совокупность их отклонений от средней обладают одной и той же дисперсией:

$$S^2(x) = S^2(x - \bar{x}).$$

2. Дисперсия величины, взятой с некоторым постоянным коэффициентом, равна дисперсии этой величины без коэффициента, умноженной на его квадрат:

$$S^2(ax) = a^2 S^2(x).$$

3. Дисперсия суммы независимых величин равна сумме их дисперсий:

$$S^2\left(\sum_{i=1}^n x_i\right) = \sum_{i=1}^n S^2(x_i).$$

4. Дисперсия функции нескольких независимых величин равна сумме квадратов частных производных функции по каждой из величин, умноженных на соответствующие дисперсии (при условии, что эти последние малы):

$$S^2[f(x_1, x_2, \dots, x_n)] = \sum_{i=1}^n \left[\left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 S^2(x_i) \right]$$

Виды проверок приборов сопротивления и их дисперсии

Дисперсии поправок, определяемых в результате проверки прибора, соответственно двум видам случайных погрешностей, рассмотренным выше, складываются из аппаратурной и операционной дисперсий. В зависимости от объекта и условий измерений эти дисперсии можно подразделить на следующие разновидности:

а) аппаратурная дисперсия, вносимая образцовой мерой вышестоящего разряда (в большинстве случаев образцовой катушкой сопротивления);

б) аппаратурная дисперсия, вносимая компарирующим прибором, с помощью которого производится поверка (в большинстве случаев компенсатором);

в) операционная дисперсия сличения поверяемого прибора с образцовой мерой или прибором.

С другой стороны, при поверке приборов сопротивления можно различать следующие виды измерений, отличающиеся характером накопления дисперсий:

1. Поверка отдельной катушки, с номинальным значением сопротивления 10^k ом, где k — целое число, сличасмой с равновеликой образцовой катушкой.

2. Поверка ряда последовательно включенных сопротивлений, образующих магазин из l декад по n_i катушек 10^k ом, все катушки которого поверяются по отдельности сличением с равновеликими образцовыми катушками (позлементная поверка).

3. Поверка рычажного магазина сопротивления, каждая декада которого сличается при всех показаниях с ближайшей большей образцовой катушкой (подекадная поверка, а такжеazoleментная или подекадная поверка равномерного штепсельного магазина).

4. Непосредственное сличение поверяемого компенсатора с образцовым компенсатором.

Для этих четырех видов поверок дисперсии (а, б и в) имеют различные значения, и, следовательно, может встречаться 12 разновидностей дисперсии, которые в дальнейшем будут обозначаться сочетанием цифры, соответствующей виду поверки, и буквы, соответствующей виду дисперсии.

Рассмотрим эти разновидности.

1. Поверка отдельной катушки сопротивления со значением 10^k ом путем сличения с равновеликой образцовой катушкой

Аппаратурная дисперсия в данном случае будет представлять собой только дисперсию значения образцовой катушки сопротивления, так как при сличении двух равных сопротивлений поправки компарирующего прибора, а следовательно и их дисперсия, практически не влияют на результат, т. е.

$$S_{1a}^2 = S^2(R_0), \quad S_{1b}^2 = 0.$$

Операционная дисперсия будет проявляться в некотором разбросе показаний компарирующего прибора при повторных измерениях сопротивления. Введем для дисперсии сличения двух катушек обозначение $S^2\left(\frac{R_x}{R_0}\right)$, т. е.

$$S_{1c}^2 = S^2\left(\frac{R_x}{R_0}\right). \quad (3)$$

Таким образом, суммарная дисперсия в данном случае будет равна:

$$S_1^2 = S_{1a}^2 + S_{1c}^2 = S^2(R_0) + S^2\left(\frac{R_x}{R_0}\right). \quad (4)$$

Конкретные значения дисперсии рассмотрены ниже.

2. Позэлементная поверка рычажного магазина сопротивления

Теперь рассмотрим случай поверки рычажного магазина сопротивления путем сличения каждой катушки магазина с равновеликой образцовой катушкой сопротивления. При каждом сличении производится n измерений и вычисляется среднее. Сопротивление включенных катушек одной декады магазина, число которых обозначим через n , принимается равным сумме средних значений $\sum_{i=1}^n \bar{x}_i$.

При сличении всех сопротивлений декады с одной и той же образцовой катушкой во все результаты войдет одна и та же конкретная погрешность образцовой катушки; следовательно, аппаратурная дисперсия S_{2a}^2 суммы нескольких (u) катушек декады будет равна дисперсии образцовой катушки $S^2(R_0)$, умноженной на u^2 , т. е. для одной декады

$$S_{2a}^2 = u^2 S^2(R_0), \quad (5)$$

а для всех l декад магазина

$$S_{2a}^2 = \sum_{i=1}^l [u_i^2 S^2(R_0)_i]. \quad (6)$$

Действительно, переносимая на измеряемое сопротивление дисперсия образцовой катушки может быть записана в виде

$$S^2(R_0) = S^2 \left(\frac{\sum_{i=1}^u \bar{x}_i}{u} \right),$$

а дисперсия всех u катушек

$$S_{2a}^2 = S^2 \left[u \left(\frac{\sum_{i=1}^u \bar{x}_i}{u} \right) \right],$$

откуда, на основании сформулированного выше 2-го свойства дисперсии, получаем приведенное выше выражение (5). Выражение (6) получается на основании 3-го свойства дисперсии. При поэлементной поверке магазина дисперсии S_{2a}^2 будут равны нулю.

Операционная дисперсия S_{2b}^2 для декады магазина должна вычисляться как дисперсия суммы, на основании 3-го свойства, так как погрешности измерения каждой катушки должны рассматриваться как независимые случайные величины. Поскольку все катушки декады сличаются с образцовой в одних и тех же условиях, их операционные дисперсии равны, и можно написать для одной декады

$$S_{2b}^2 = u S^2 \left(\frac{R_x}{R_0} \right), \quad (7)$$

а для магазина в целом

$$S_{2b}^2 = \sum_{i=1}^l [u_i S^2 \left(\frac{R_x}{R_0} \right)_i]. \quad (8)$$

Общая дисперсия поверки магазина будет равна

$$S_2^2 = S_{2a}^2 + S_{2b}^2 = \sum_{i=1}^l [u_i^2 S^2(R_0)_i + u_i S^2 \left(\frac{R_x}{R_0} \right)_i]. \quad (9)$$

3. Поверка рычажного магазина сопротивления путем измерения нарастающих сопротивлений каждой декады (подекадная поверка)

В этом случае сопротивление декады при различных показаниях сличается с сопротивлением ближайшей большей образцовой катушки сопротивления. Выражение аппаратурной дисперсии S_{2a}^2 , вносимой образцовой катушкой сопротивления, можно найти, приняв во внимание, что

$$R_x = \frac{u}{10} R_0.$$

Следовательно, на основании 2-го свойства, для одной декады

$$S_{30}^2 = \frac{u^2}{100} S^2(R_0), \quad (10)$$

а для магазина в целом

$$S_{30}^2 = \sum_{i=1}^l \left[\frac{u_i^2}{100} S^2(R_{0i}) \right]. \quad (11)$$

Аппаратурная дисперсия, вносимая компарирующим прибором, в данном случае не будет равна нулю, так как при сличении неравных сопротивлений на результат будут влиять его поправки. Найти дисперсию S_{30}^2 можно на основании следующих рассуждений.

Строго говоря, эта дисперсия складывается из двух частей: дисперсии, вносимой образцовыми катушками, с которыми сличались катушки компаратора, и дисперсии операции поверки этих последних. Однако можно показать, что в обычных условиях первая часть мала и дисперсия S_{30}^2 в основном определяется второй частью. Для случая, когда в качестве компаратора применяется компенсатор, выражение для R_x может быть переписано в виде

$$R_x = \frac{\alpha}{\alpha + \beta} R_0,$$

где α — часть измерительного сопротивления компенсатора, на которой уравнивается падение напряжения на измеряемом сопротивлении;

$\alpha + \beta$ — то же, на образцовом сопротивлении.

Рассматривая в данном случае R_0 как постоянную величину, поскольку нас интересует лишь дисперсия операции сличения катушек компенсатора, переносимая на измеряемое сопротивление, можем написать (в соответствии с 4-м свойством)

$$S_{30}^2 = R_0^2 \left[\frac{\beta^2 S^2(\alpha) + \alpha^2 S^2(\beta)}{(\alpha + \beta)^4} \right]. \quad (12)$$

Приближенно можно считать, что

$$\alpha = ur; \quad \beta = (10 - u)r,$$

где u — отсчет по высшей действующей декаде;
 r — сопротивление одной ее катушки.

Имея в виду, что α и β по существу представляют суммы сопротивлений ряда катушек, можем написать:

$$S^2(\alpha) = u S^2\left(\frac{r}{r_0}\right); \quad S^2(\beta) = (10 - u) S^2\left(\frac{r}{r_0}\right).$$

Здесь $S^2\left(\frac{r}{r_0}\right)$ — дисперсия операции сличения одной катушки компенсатора с равновеликой образцовой катушкой.

Подстановка в формулу (12) дает

$$S_{30}^2 \cong \frac{R_0^2 u (10 - u)}{r^2 10^4} S^2\left(\frac{r}{r_0}\right). \quad (13)$$

Третью часть составляет дисперсия S_{30}^2 самой операции сличения неравных сопротивлений, которую можно для одной декады записать в виде

$$S_{30}^2 = S^2\left(\frac{u \cdot R_x}{R_0}\right). \quad (14)$$

а для всего магазина — в виде

$$S_{3a}^2 = \sum_{i=1}^l \left[S_i^2 \left(\frac{u-R_i}{R_a} \right) \right], \quad (15)$$

Численные значения дисперсии S_{3a}^2 рассмотрены ниже.

Итак, общая дисперсия поверки рычажного магазина при подекадной поверке при помощи компенсатора равна

$$S_3^2 = S_{3a}^2 + S_{3b}^2 + S_{3c}^2, \quad (16)$$

где значения слагаемых определяются формулами (11), (13) и (15).

Выводы настоящего раздела, само собой разумеется, нетрудно распространить и на поверку штепсельного разномерного магазина, поверяемого как при нарастающих показаниях отдельных декад, так и по элементам.

4. Поверка компенсатора непосредственным сличением с образцовым компенсатором

При поверке компенсатора непосредственным сличением с образцовым компенсатором на поверяемый прибор будет переноситься лишь дисперсия образцового компенсатора S_{4a}^2 , так как образцовые катушки непосредственно в поверке не участвуют ($S_{4a}^2 = 0$). Кроме того, в результатах будет содержаться дисперсия S_{4a}^2 самого процесса сличения компенсаторов.

Аппаратурная дисперсия, вносимая образцовым компенсатором, складывается из дисперсий поверки отдельных его катушек, в соответствии с видом функциональной зависимости результата измерения от значений этих катушек. Зависимость эта может быть найдена из хорошо известной формулы компенсатора

$$E_x = E_{n,y} \frac{R_n}{R_y},$$

где E_x — результат измерения;

$E_{n,y}$ — э. д. с. нормального элемента;

R_n — измерительное сопротивление;

R_y — установочное сопротивление.

Наиболее часто для поверки приборов сопротивления применяются компенсаторы с замещающими декадами. Они выгодно отличаются от других компенсаторов простой последовательной схемой соединения декад измерительного сопротивления, что делает возможной точную поэлементную поверку этих приборов. Обычно рабочий ток этих компенсаторов равен 10^{-4} а и верхний предел измерений составляет около 2 а.

Рассмотрим сначала более простой случай применения компенсатора с независимыми (т. е. выполненными отдельно) установочным и измерительным сопротивлениями. Простейшим образом поверка такого компенсатора производится сличением отдельных его катушек с равновеликими образцовыми катушками сопротивления. Для определения дисперсии E_x , зависящей только от дисперсий сопротивлений R_n и R_y , будем считать величину $E_{n,y}$ постоянной. Выражение для дисперсии S_{4a}^2 будет иметь вид

$$S_{4a}^2 = I_p^2 \left[S_2^2(R_n) + \left(\frac{R_n}{R_y} \right)^2 S_2^2(R_y) \right]; \quad (17)$$

здесь I_p — рабочий ток компенсатора, а $S_2^2(R_n)$ и $S_2^2(R_y)$ определяются по формуле (9).

Отдельное (независимое) установочное сопротивление, встречающееся в компенсаторах с более сложными схемами (с шунтированными декадами, с мостовой схемой и др.), в компенсаторах с замещающими декадами практически не встречается, так как в них, как правило, установочное сопротивление совмещено с измерительным, т. е. составлено в основном из десяти катушек первой декады.

Для нахождения аппаратной дисперсии компенсатора с совмещенным установочным сопротивлением введем обозначения:

R_{10} — сопротивление десяти первых катушек первой декады, образующее основную часть установочного сопротивления и номинально равное 10^4 ом;

R_y' — оставшая часть установочного сопротивления, приблизительно равная 186 ом;

βR_{10} , где $\beta < 1$ — включенная часть первой декады, если $R_n < R_{10}$.

R_1 — включенная часть первой декады сверх R_{10} . При $R_n < R_{10}$, $R_1 = 0$;

R_{2-5} — включенное сопротивление остальных измерительных декад от 2-й до 5-й. При показаниях, образуемых только 1-й декадой, $R_{2-5} = 0$.

Теперь выражение для E_x может быть записано в виде

$$E_x = E_{n,y} \frac{R_n}{R_y} = E_{n,y} \frac{\beta R_{10} + R_{2-5} + R_1'}{R_{10} + R_y'} \quad (18)$$

По-прежнему считаем $E_{n,y}$ не имеющим дисперсии. Тогда

$$\begin{aligned} S_{46}^2 &= I_p^2 \left[\left(\frac{\beta R_{10} + R_y' - \beta R_{10} - R_{2-5} - R_1'}{R_{10} + R_y'} \right)^2 S_1^2(R_{10}) + S_2^2(R_{2-5}) + S_2^2(R_1) + \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{\beta R_{10} + R_{2-5} + R_1'}{R_{10} + R_y'} \right)^2 S_3^2(R_y') \right] = \\ &= I_p^2 \left[\left(\frac{\beta R_y - R_n}{R_y} \right)^2 S_1^2(R_{10}) + S_2^2(R_{2-5}) + S_2^2(R_1) + \left(\frac{R_n}{R_y} \right)^2 S_3^2(R_y') \right] \quad (19) \end{aligned}$$

Операционная дисперсия проверки одной декады компенсатора методом сличения может быть условно записана так:

$$S_{4a}^2 = S^2(E_x) \quad (20)$$

Суммарная же операционная дисперсия проверки всех декад должна определяться по формуле

$$S_{4a}^2 = \sum_{i=1}^l [S^2(E_x)]_i \quad (21)$$

Численные значения дисперсии этого вида будут приведены ниже.

Общая дисперсия поправок компенсатора, поверяемого методом непосредственного сличения с образцовым, равна

$$S_4^2 = S_{46}^2 + S_{4a}^2 \quad (22)$$

где слагаемые определяются по формулам (19) или (17) и (21).

В заключение рассмотрения общих выражений для дисперсий различных видов поверок следует указать, что после завершения поверки формулы (4), (9), (16) и (22) определяют аппаратурные дисперсии поверенных мер и приборов. При использовании их для дальнейших поверок дисперсии поправок мер и приборов нижестоящих разрядов, поверяемых сличением с рассмотренной выше аппаратурой или при ее участии, будут слагаться из этих аппаратурных дисперсий и дисперсии операции поверки. При этом должен приниматься во внимание вид зависимости между величинами, воспроизводимыми образцовой аппаратурой, и величиной, для измерения которой предназначен поверяемый прибор.

Оценка предельных значений операционной дисперсии при различных видах поверок

Мы имеем в виду измерения электрических сопротивлений на постоянном токе, производимые пятидекадным компенсатором в нормальных лабораторных условиях, когда токи в цепях компенсатора и измеряемого сопротивления устойчивы и чувствительность достаточно высока, чтобы уверенно распознавать единицу наименьшей декады. При этом возможность интерполяции между соседними значениями отсчетов компенсатора не предполагается.

Отметим, что наши выводы могут быть с легкостью распространены и на измерения компенсаторами с иным числом декад, а также на измерения мостами.

Обычно результаты повторных измерений отличаются друг от друга на одну или несколько, но не более чем на 3—4 единицы последней значащей цифры, и увеличение числа измерений дает повторение одних и тех же отсчетов. Мы имеем дело с группированной выборкой, группировка которой осуществляется самим измерительным прибором. Вопрос об оценке точности измерений был бы решен, если бы было возможно по этой группированной выборке находить дисперсию распределения случайных погрешностей и дисперсию среднего при малом числе измерений, которое производится на практике.

Проф. М. Ф. Маликовым* указан способ оценки стандартного отклонения при малом числе отличных друг от друга результатов, однако он пригоден лишь при большом числе измерений, а поэтому его трудно применить при практической поверке приборов сопротивления. Кроме того, сами по себе дисперсии могут легко претерпевать изменения от случайных внешних причин и едва ли имеет смысл искать их точные значения. Целесообразно поэтому пойти по пути оценки лишь возможных наибольших значений дисперсии, на основании практически легко получаемых данных.

Проще всего исходить из числа получаемых при повторных измерениях значений, отличающихся друг от друга последней цифрой. Если многократные измерения дают повторение $(q + 1)$ различных результатов, и соседние из них отличаются на малую величину h , то интервал между крайними полученными значениями (т. е. ширина выборки) будет равен qh . Индивидуальные результаты будут при этом принимать значения

$$x_i = x_1 + jh, \quad (23)$$

где x_1 — наименьшее из получаемых значений;

j — целое число, принимающее значения $0, 1, 2, \dots, q$.

С достаточным основанием можно полагать, что индивидуальные результаты, если бы они не были искажены погрешностями отсчета, имели бы нормальное распределение. При этом отклонения от среднего с доверительной вероятностью p не превосходили бы значения $t\sigma$, где σ — стан-

* Проф. М. Ф. Маликов, Основы метрологии, М., 1949, стр. 280—283.

дартное отклонение данного распределения, а t — коэффициент, зависящий от выбранной вероятности p . Следовательно, проделав некоторое достаточно большое число измерений, можно установить связь между величиной $t\sigma$ и наблюдаемым разбросом показаний, и тем самым получить возможность оценки наибольшего значения параметра σ , которое соответствует данному разбросу показаний.

На рис. 1, а, б, в, г представлены встречающиеся на практике случаи разброса показаний в виде кривых нормального распределения вероятностей в сопоставлении с отсчетными интервалами h .

На рис. 1, а показана предельная кривая распределения для случая, когда отсчетный интервал h больше $2t\sigma$. При этом число различных отсчетов может равняться либо единице, либо двум, в зависимости от взаимного расположения кривой распределения и отсчетных интервалов. Предельными случаями будут являться изображенные на графике: верхний ряд интервалов соответствует совпадению отсчетного значения x_1 с наиболее вероятным значением случайной величины (с вершиной кривой распределения), нижний ряд — совпадению середины интервала h с наиболее вероятным значением.

Широта выборки, т. е. разность между наибольшим и наименьшим значениями

$$x_{\max} - x_{\min} = qh \quad (24)$$

для рис. 1, а равна h .

Если погрешности, встречающиеся с доверительной вероятностью p , не укладываются в пределы одного отсчетного интервала, то есть вероятность появления, кроме двух отсчетов x_1 и x_2 еще третьего отсчета x_3 (рис. 1, б). По мере роста погрешностей вероятность эта будет возрастать до тех пор, пока погрешности, встречающиеся с доверительной вероятностью p , не займут интервал, равный $2h$. Таким образом, при $h < 2t\sigma < 2h$ может встречаться 2 или 3 отсчета, в зависимости от взаимного расположения кривой распределения и границ отсчетных интервалов (т. е. от положения наиболее вероятного значения).

При дальнейшем возрастании погрешностей, т. е. при $2h < 2t\sigma < 3h$ станет возможным появление 4-го отсчета. Предельная кривая распределения для этого случая представлена на рис. 1, в. Наконец, рис. 1, г соответствует еще большей погрешности, когда с доверительной вероятностью p может быть получено 4 или 5 различных отсчетов. Здесь ширина кривой распределения характеризуется неравенством $3h < 2t\sigma < 4h$.

При поверках приборов сопротивления чаще всего приходится иметь дело со случаями, приведенными на рис. 1, б и 1, а, изредка можно встре-

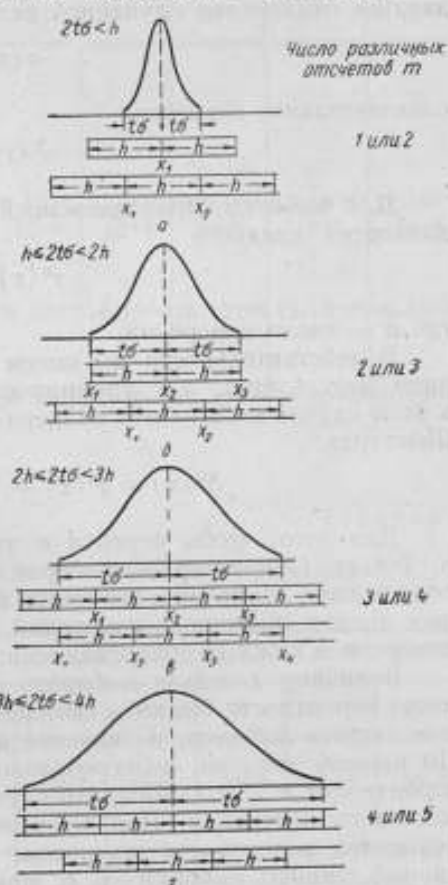


Рис. 1. Кривые нормального распределения вероятностей в сопоставлении с отсчетными интервалами (h).

тить случаи, изображенные на рис. 1, *в*. Возникновение случая, приведенного на рис. 1, *г*, должно было бы свидетельствовать о ненормально больших случайных погрешностях. По этим соображениям в дальнейшем будут рассматриваться только случаи 1, *а* и 1, *б*, причем число интервалов, покрываемых кривой распределения, будет обозначаться через m .

Из написанных на графиках рис. 1 неравенств, выражающих соотношения между h и σ , непосредственно следует, что в общем случае стандартное отклонение случайной величины x

$$\sigma(x) < \frac{mh}{2t} \quad (26)$$

следовательно, дисперсия

$$\sigma^2(x) < \frac{m^2 h^2}{4t^2} \quad (27)$$

Для выборки, принадлежащей этому теоретическому распределению, дисперсия среднего

$$\sigma^2(\bar{x}) = \frac{m^2 h^2}{4t^2 n} \quad (28)$$

где n — число измерений.

В действительности мы имеем дело не с теоретическим распределением результатов, а с группированной выборкой; дисперсия среднего в этом случае может быть найдена путем введения поправки по формуле Шеннарда:

$$S^2(\bar{x}) = \sigma^2(\bar{x}) + \frac{h^2}{12} < h^2 \left(\frac{m^2}{4t^2 n} + \frac{1}{12} \right) \quad (29)$$

Для того, чтобы перейти к числам, выберем конкретные значения n , t и m . При проверке приборов сопротивления из-за большого числа подлежащих измерению элементов приходится ограничиваться минимальным числом повторных измерений. Обычно ограничиваются двукратным измерением каждого сопротивления; следовательно, можно принять $n = 2$.

Величину t нельзя выбирать слишком большой, так как при этом масса вероятности была бы сконцентрирована на более узком интервале, чем широта выборки, и значение дисперсии оказалось бы заниженным. По нашему мнению, целесообразно выбрать $t = 2,6$, что соответствует вероятности $p = 0,99$ того, что случайные погрешности окажутся внутри заданного интервала. При меньшем значении t (и, следовательно, p) повысится вероятность появления результата, выходящего за пределы данной широты выборки, т. е. при $m = 1$ — третьего результата, при $m = 2$ — четвертого и т. д.

Что касается m , то как уже указано, чаще всего приходится иметь дело со случаями, приведенными на рис. 1, *б* и 1, *а*, т. е. с $m = 2$ и $m = 1$, однако в отдельных случаях m может принять значение 3 и даже 4.

Таким образом, приходим к следующей таблице (для $n = 2$ и $t = 2,6$);

$m =$	1	2	3	4
$S^2(\bar{x}) <$	$0,1h^2$	$0,16h^2$	$0,25h^2$	$0,38h^2$
$S(x) <$	$0,32h$	$0,4h$	$0,5h$	$0,62h$

Определенная выше наибольшая дисперсия $S^2(\bar{x})$ может быть использована для оценки значений операционной дисперсии для различных видов поверок, введенных выше. В табл. 1—5 даны значения для определения дисперсии во всех этих случаях.

Пользуясь формулами, указанными в заголовках таблиц и в самих таблицах, которые были подробно рассмотрены выше, а также численными значениями произведений ch^2 , нетрудно подсчитать накопленную дисперсию при любом из рассмотренных видов поверок.

Таблица 1

Дисперсии сличения на компенсаторе образцовых катушек 2-го разряда с катушками 1-го разряда

$$S_1^2 = S_{1a}^2 + S_{1b}^2; S_{1b}^2 = 0$$

Параметры	Сопротивление катушек, ом						
	10^8	10^4	10^2	10^1	10	1	10^{-1}
Аппаратурная дисперсия образцовых катушек 1-го разряда (по данным лаборатории эталонов электрических единиц ВНИИМ)						*	
$S_{1a}^2 = S^2(R_0) \dots \dots \dots$	$11 \cdot 10^{-2}$	$11 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-8}$	$3 \cdot 10^{-10}$	$0,5 \cdot 10^{-12}$	$3 \cdot 10^{-14}$
Отсчетный интервал h , ом	10^0	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
Операционная дисперсия поверки катушек 2-го разряда $S_{1a}^2 = S^2\left(\frac{R_x}{R_0}\right) \dots$	$16 \cdot 10^{-2}$	$16 \cdot 10^{-4}$	$16 \cdot 10^{-6}$	$16 \cdot 10^{-8}$	$16 \cdot 10^{-10}$	$16 \cdot 10^{-12}$	$16 \cdot 10^{-14}$
Аппаратурная дисперсия образцовых катушек 2-го разряда $S_{1a}^2 = S^2(R_0) \dots$	$27 \cdot 10^{-2}$	$27 \cdot 10^{-4}$	$20 \cdot 10^{-6}$	$19 \cdot 10^{-8}$	$19 \cdot 10^{-10}$	$17 \cdot 10^{-12}$	$19 \cdot 10^{-14}$

Таблица 2

Дисперсии сличения на компенсаторе катушек приборов сопротивления с образцовыми катушками

Параметры	Сопротивление, ом						
	10^8	10^4	10^2	10^1	10	1	10^{-1}
Отсчетный интервал h , ом	1	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}
Операционная дисперсия $S_{1a}^2 = S^2\left(\frac{R_x}{R_0}\right) = ch^2 \begin{cases} m=2, ch^2 = \\ m=3, ch^2 = \end{cases}$	$16 \cdot 10^{-2}$	$16 \cdot 10^{-4}$	$16 \cdot 10^{-6}$	$16 \cdot 10^{-8}$	$16 \cdot 10^{-8}$	$16 \cdot 10^{-8}$	$16 \cdot 10^{-8}$
($n=2, i=2,6$)	$25 \cdot 10^{-2}$	$25 \cdot 10^{-4}$	$25 \cdot 10^{-6}$	$25 \cdot 10^{-8}$	$25 \cdot 10^{-8}$	$25 \cdot 10^{-8}$	$25 \cdot 10^{-8}$

Таблица 3

Дисперсии поэлементной поверки магазина сопротивления из l декад по u катушек, имеющих сопротивление по 10^v ом

Вид дисперсии	Формула	Примечания
Аппаратурная дисперсия	$S_{2a}^2 = \sum_{i=1}^l [u_i^2 S^2(R_0)_i]$	Значение $S^2(R_0)$ берется в зависимости от номинального значения и разряда образцовых катушек
Операционная дисперсия	$S_{2a}^2 = \sum_{i=1}^l [u_i S^2\left(\frac{R_x}{R_0}\right)_i]$	Значения $S^2\left(\frac{R_x}{R_0}\right) = S_{1a}^2$ определяются по табл. 2

Таблица 4
 Дисперсии подекадной поверки рычажного или штепсельного магазина сопротивления, а также подекадной поверки разномерного штепсельного магазина

$$S_3^2 = S_{3a}^2 + S_{3b}^2 + S_{3c}^2$$

Вид дисперсии	Формула	Примечания
Аппаратурная дисперсия	$S_{3a}^2 = \sum_{i=1}^l \frac{u_i^2}{100} S^2(R_{0i})$	Значение $S^2(R_{0i})$ берется в зависимости от номинального значения и разряда образцовых катушек
Аппаратурная дисперсия	$S_{3b}^2 = \frac{R_0 u (10 - u)}{r^2 10^3} S^2\left(\frac{r}{r_0}\right)$	Значение $S^2\left(\frac{r}{r_0}\right) = S_{1a}^2$ см. в табл. 2
Операционная дисперсия	$S_{3c}^2 = \sum_{i=1}^l \left[S^2\left(\frac{u R_{0i}}{R_0}\right) \right] = \sum_{i=1}^l (ch_i^2)$	Значение ch_i^2 см. в табл. 2

Таблица 5
 Дисперсии подекадной поверки компенсатора непосредственным сравнением с образцовым компенсатором

$$S_4^2 = S_{4b}^2 + S_{4a}^2$$

Вид дисперсии	Формула для ее вычисления	Поверяемое показание $E_x, \%$					Примечания
		$u_1 \cdot 10^{-1}$	$u_2 \cdot 10^{-2}$	$u_3 \cdot 10^{-3}$	$u_4 \cdot 10^{-4}$	$u_5 \cdot 10^{-5}$	
Значения дисперсии							
Аппаратурная дисперсия образцового компенсатора с независимым установочным сопротивлением	$S_{4b}^2 = I_p^2 \left[S_2^2(R_u) + \left(\frac{R_u}{R_y}\right)^2 S_2^2(R_y) \right]$	—	—	—	—	—	Значения $S_2^2(R_u)$ и $S_2^2(R_y)$ определяются как суммарные дисперсии по табл. 3
То же, образцового компенсатора с совмещенным установочным сопротивлением	$S_{4b}^2 = I_p^2 \times \left[\left(\frac{R_y - R_u}{R_y}\right)^2 \times \right. \\ \times S_1^2(R_{10}) + \\ \left. + S_2^2(R_{2-n}) + \right. \\ \left. + S_2^2(R_1) + \right. \\ \left. + \left(\frac{R_u}{R_y}\right)^2 S^2(R_y) \right]$	—	—	—	—	—	Значения $S_1^2(R_{10})$ определяются как суммарная дисперсия по табл. 1, а $S_2^2(R_y)$ — по табл. 4
Операционная дисперсия	$S_{4a}^2 = \sum_{i=1}^l [S^2(E_{xi})] = \sum_{i=1}^l (ch_i^2)$						
	$m = 2, ch^2 =$	$16 \cdot 10^{-12}$	$16 \cdot 10^{-14}$	$16 \cdot 10^{-14}$	$16 \cdot 10^{-14}$	$16 \cdot 10^{-14}$	
	$m = 3, ch^2 =$	$25 \cdot 10^{-12}$	$25 \cdot 10^{-14}$	$25 \cdot 10^{-14}$	$25 \cdot 10^{-14}$	$25 \cdot 10^{-14}$	

Сводка формул для вычисления дисперсии приборов сопротивления, поверенных с помощью компенсатора различными способами

Вид меры или прибора	Вид поверки	Формула для вычисления дисперсий	Квадрат коэффициента значимости
Катушка сопротивления $R_x = 10^k \text{ Ом}$	1	$S_I^2 = S_{Ia}^2 + S_{Ib}^2$	$\frac{S_I^2}{R_x^2}$
Катушка сопротивления $R_x = u \cdot 10^k \text{ Ом}$	3	$S_{II}^2 = S_{3a}^2 + S_{3b}^2 + S_{3c}^2$	$\frac{S_{II}^2}{R_x^2}$
Магазин сопротивления	2	$S_{III}^2 = S_{2a}^2 + S_{2b}^2$	$\frac{S_{III}^2}{\left[\sum_{i=1}^l (u_i 10^{v-i}) \right]^2}$
Магазин сопротивления	3	$S_{IV}^2 = S_{3a}^2 + S_{3b}^2 + S_{3c}^2$	$\frac{S_{IV}^2}{\left[\sum_{i=1}^l (u_i 10^{v-i}) \right]^2}$
Компенсатор с замещающими декадами и с совмещенным установочным сопротивлением	2	$S_V^2 = \left(\frac{R_n}{R_y} \right)^2 S^2(E_{n,y}) + I_p^2 \left[\left(\frac{\beta R_y - R_n}{R_y} \right)^2 S_I^2(R_{10}) + S_{III}^2(R_{2-a}) + S_{III}^2(R'_1) + \left(\frac{R_n}{R_y} \right)^2 S_{III}^2(R'_y) \right]^2$	$\frac{S_V^2}{E_x^2} = \frac{S^2(E_{n,y})}{E_{n,y}^2} + \left(\frac{\beta R_y - R_n}{R_y R_n} \right)^2 S_I^2(R_{10}) + \frac{S_{III}^2(R_{2-a}) + S^2(R'_1)}{R_n^2} + \frac{S_{III}^2(R'_y)}{R_y^2}$
Компенсатор, сличаемый с образцовым компенсатором предыдущего типа	3	$S_{VI}^2 = S_V^2 + S_{4a}^2$	$\frac{S_{VI}^2}{E_x^2} = \frac{S_V^2 + S_{4a}^2}{E_x^2}$
Четырехплечный мост (по катушечная поверка магазина)	2	$S_{VII}^2 = \left(\frac{R_3}{R_4} \right)^2 S_{III}^2(R_2) + \left(\frac{R_3}{R_4} \right)^2 S_I^2(R_3) + \left(\frac{R_2 R_3}{R_4^2} \right)^2 S_I^2(R_4)$	$\frac{S_{VII}^2}{R_x^2} = \frac{S_{III}^2(R_2)}{R_2^2} + \frac{S_I^2(R_3)}{R_3^2} + \frac{S_I^2(R_4)}{R_4^2}$
То же (по декадная поверка магазина)	3	$S_{VIII}^2 = \left(\frac{R_3}{R_4} \right)^2 S_{IV}^2(R_2) + \left(\frac{R_3}{R_4} \right)^2 S_I^2(R_3) + \left(\frac{R_2 R_3}{R_4^2} \right)^2 S_I^2(R_4)$	$\frac{S_{VIII}^2}{R_x^2} = \frac{S_{IV}^2(R_2)}{R_2^2} + \frac{S_I^2(R_3)}{R_3^2} + \frac{S_I^2(R_4)}{R_4^2}$
Делитель напряжения $k = \frac{R_{общ}}{R}$	1	$S_{IX}^2 = \frac{1}{R^2} \left[S_I^2(R_{общ}) + k^2 S_I^2(R) \right]$	$\frac{S_{IX}^2}{k^2} = \frac{S_I^2(R_{общ})}{R_{общ}^2} + \frac{S_I^2(R)}{R^2}$

* 10^{v-i} — сопротивление одной катушки i -й декады.

Численные значения наибольших дисперсий и относительных погрешностей мер и приборов сопротивления

Вид меры или прибора	Разряд	Вид поверки	Параметр	10^5 $11 \cdot 10^{-2}$ $1 \cdot 10^{-2}$	10^4 $11 \cdot 10^{-4}$ $1 \cdot 10^{-3}$	10^3 $4 \cdot 10^{-6}$ $6 \cdot 10^{-4}$	10^2 $2,8 \cdot 10^{-1}$ $5 \cdot 10^{-4}$	10 $2,8 \cdot 10^{-10}$ $5 \cdot 10^{-4}$	1 $0,5 \cdot 10^{-12}$ $2 \cdot 10^{-4}$	$0,1$ $2,8 \cdot 10^{-14}$ $5 \cdot 10^{-4}$
Образцовая катушка сопротивления	1-й	По данным лаборатории эталонных электрических единиц	$R, \text{ ом}$ S^2 3S, %	10^5 $11 \cdot 10^{-2}$ $1 \cdot 10^{-2}$	10^4 $11 \cdot 10^{-4}$ $1 \cdot 10^{-3}$	10^3 $4 \cdot 10^{-6}$ $6 \cdot 10^{-4}$	10^2 $2,8 \cdot 10^{-1}$ $5 \cdot 10^{-4}$	10 $2,8 \cdot 10^{-10}$ $5 \cdot 10^{-4}$	1 $0,5 \cdot 10^{-12}$ $2 \cdot 10^{-4}$	$0,1$ $2,8 \cdot 10^{-14}$ $5 \cdot 10^{-4}$
То же	2-й	1	$R, \text{ ом}$ S^2 3S, %	10^5 $28 \cdot 10^{-2}$ $1,6 \cdot 10^{-2}$	10^4 $28 \cdot 10^{-4}$ $1,6 \cdot 10^{-3}$	10^3 $21 \cdot 10^{-6}$ $1,4 \cdot 10^{-4}$	10^2 $20 \cdot 10^{-1}$ $1,3 \cdot 10^{-3}$	10 $20 \cdot 10^{-10}$ $1,3 \cdot 10^{-4}$	1 $17 \cdot 10^{-12}$ $1,2 \cdot 10^{-4}$	$0,1$ $20 \cdot 10^{-14}$ $1,3 \cdot 10^{-4}$
Рабочие катушки сопротивления	—	1	$R, \text{ ом}$ S^2 2,6S%	10^5 $51 \cdot 10^{-2}$ $2,1 \cdot 10^{-2}$	10^4 $39 \cdot 10^{-4}$ $1,9 \cdot 10^{-3}$	10^3 $36 \cdot 10^{-6}$ $1,8 \cdot 10^{-4}$	10^2 $35 \cdot 10^{-1}$ $1,8 \cdot 10^{-3}$	10 $35 \cdot 10^{-10}$ $1,8 \cdot 10^{-4}$	1 $33 \cdot 10^{-12}$ $1,7 \cdot 10^{-4}$	$0,1$ $35 \cdot 10^{-14}$ $1,8 \cdot 10^{-4}$
Образцовый магазин сопротивления	3-й	2	$R, \text{ ом}$ S^2 2,6S%	10^5 $53 \cdot 10^{-2}$ $1,9 \cdot 10^{-2}$	10^4 $53 \cdot 10^{-4}$ $1,9 \cdot 10^{-3}$	10^3 $46 \cdot 10^{-6}$ $1,8 \cdot 10^{-4}$	10^2 $45 \cdot 10^{-1}$ $1,7 \cdot 10^{-3}$	10 $25 \cdot 10^{-10}$ $1,3 \cdot 10^{-4}$	1 $25 \cdot 10^{-12}$ $0,13$	$0,1$ $25 \cdot 10^{-14}$ $1,3$
Рабочий магазин сопротивления	—	3	$R, \text{ ом}$ S^2 2,6S, %	$9 \cdot 10^4$ $47 \cdot 10^{-2}$ $2 \cdot 10^{-2}$	$5 \cdot 10^4$ $33 \cdot 10^{-4}$ $3 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^3$ $33 \cdot 10^{-6}$ $3 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^2$ $31 \cdot 10^{-1}$ $2,9 \cdot 10^{-3}$	50 $31 \cdot 10^{-10}$ $2,9 \cdot 10^{-4}$	5 $25 \cdot 10^{-12}$ $2,6 \cdot 10^{-4}$	$0,5$ $25 \cdot 10^{-14}$ $0,26$
Компенсатор большого сопротивления с отдельным установочным сопротивлением (без дисперсии нормального элемента)	2-й	2	$E_{\text{н. в}}$ S^2 2,6S, %	$1,8$ $1,3 \cdot 10^{-10}$ $1,6 \cdot 10^{-3}$	1 $42 \cdot 10^{-12}$ $1,7 \cdot 10^{-3}$	10^{-1} $65 \cdot 10^{-14}$ $2,8 \cdot 10^{-3}$	10^{-2} $64 \cdot 10^{-16}$ $2,1 \cdot 10^{-3}$	10^{-3} $25 \cdot 10^{-16}$ $1,3 \cdot 10^{-2}$	10^{-4} $25 \cdot 10^{-16}$ $0,13$	10^{-5} $25 \cdot 10^{-18}$ $1,3$
То же, с соименным установочным сопротивлением (без дисперсии нормального элемента)	2-й	2	$E_{\text{н. в}}$ S^2 2,6S, %	$1,8$ $0,27 \cdot 10^{-10}$ $0,75 \cdot 10^{-3}$	1 0 0	10^{-1} 0 0	10^{-2} $64 \cdot 10^{-16}$ $2,1 \cdot 10^{-3}$	10^{-3} $25 \cdot 10^{-16}$ $1,3 \cdot 10^{-2}$	10^{-4} $25 \cdot 10^{-16}$ $0,13$	10^{-5} $25 \cdot 10^{-18}$ $1,3$

Вид меры или прибора	Разряд	Вид поверхности	Параметр	Показаны, дисперсии, относительные погрешности						
То же, с совмещенным установочным сопротивлением (без дисперсии нормального элемента)	3-й	2	$E_{\Sigma, \sigma}$ S_{Σ}^2 2,6S, %	1,8	10^{-1}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-4}	10^{-6}
				$0,49 \cdot 10^{-10}$	0	$98 \cdot 10^{-16}$	$25 \cdot 10^{-16}$	$25 \cdot 10^{-16}$	$25 \cdot 10^{-16}$	
				$1 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	0,13	1,3	
То же, с совмещенным установочным сопротивлением (без дисперсии нормального элемента)	3-й	4	$E_{\Sigma, \sigma}$ S_{Σ}^2 2,6S, %	1,8	10^{-1}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-4}	10^{-6}
				$0,52 \cdot 10^{-10}$	$25 \cdot 10^{-12}$	$25 \cdot 10^{-14}$	$25 \cdot 10^{-14}$	$25 \cdot 10^{-14}$	$25 \cdot 10^{-14}$	
				$1 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	0,13	1,3	
То же, с совмещенным установочным сопротивлением (без дисперсии нормального элемента), рабочий	—	2	$E_{\Sigma, \sigma}$ S_{Σ}^2 2,6S, %	1,8	10^{-1}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-4}	10^{-6}
				$0,49 \cdot 10^{-10}$	0	$98 \cdot 10^{-16}$	$25 \cdot 10^{-16}$	$25 \cdot 10^{-16}$	$25 \cdot 10^{-16}$	
				$1 \cdot 10^{-3}$	0	$2,6 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	0,13	1,3	
То же, рабочий	—	4	$E_{\Sigma, \sigma}$ S_{Σ}^2 2,6S, %	1,8	10^{-1}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-4}	10^{-6}
				$0,77 \cdot 10^{-10}$	$50 \cdot 10^{-12}$	$50 \cdot 10^{-14}$	$50 \cdot 10^{-14}$	$50 \cdot 10^{-14}$	$50 \cdot 10^{-14}$	
				$1,3 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-2}$	$1,8 \cdot 10^{-2}$	$1,8 \cdot 10^{-2}$	1,8	1,8	
Мост магазинный (с узлом 1-й декады)	3-й	2	$R_{\Sigma, \text{ом}}$ S_{Σ}^2 2,6S, %	10^6	10^8	10^2	10^2	10^2	10^2	10^2
				1,27	$1,38 \cdot 10^{-2}$	$1,37 \cdot 10^6$	$1,37 \cdot 10^6$	$1,44 \cdot 10^{-9}$	$1,44 \cdot 10^{-9}$	
				$2,9 \cdot 10^{-8}$	$3 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-2}$	$3,1 \cdot 10^{-2}$	$3,1 \cdot 10^{-2}$	
То же, рабочий	—	3	$R_{\Sigma, \text{ом}}$ S_{Σ}^2 2,6S, %	10^6	10^8	10^2	10^2	10^2	10^2	10^2
				26	$26 \cdot 10^{-1}$	$26 \cdot 10^{-6}$	$26 \cdot 10^{-6}$	$26 \cdot 10^{-6}$	$26 \cdot 10^{-6}$	
				$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	
Делитель напряжения, рабочий	—	3	K S_{Σ}^2 2,6S, %	500	200	100	100	10	10	10
				$1 \cdot 10^{-4}$	$7 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-10}$	$1 \cdot 10^{-10}$	
				$2,6 \cdot 10^{-3}$	$3,4 \cdot 10^{-3}$	$2,6 \cdot 10^{-3}$	$2,6 \cdot 10^{-3}$	$2,6 \cdot 10^{-3}$	$2,6 \cdot 10^{-3}$	

Извлечение квадратного корня дает значение стандартного отклонения, выраженное в единицах измеряемой прибором величины. Это значение следует трактовать как предельно возможное (с вероятностью 0,99) при данной широте выборки. Последняя может определяться как специально проведенными в рабочих условиях повторными измерениями, так и в крайнем случае, при просмотре результатов двукратных измерений серий одинаковых по значению катушек, из разностей внутри пар результатов.

Оценка предельных дисперсий поверки приборов различных наименований

Пользуясь свойствами дисперсии, а также обозначениями разных видов дисперсии, введенными выше, нетрудно составить сводку формул для вычисления дисперсий поправок приборов, определенных в процессе их поверки различными методами. В табл. 6 (стр. 99) даны формулы для вычисления дисперсий для приборов сопротивления различных наименований и различных видов поверки. Кроме того, в таблице даны формулы для вычисления квадратов коэффициента изменчивости $\left(\frac{S}{\mu}\right)^2$, которыми в ряде случаев удобнее [пользоваться для вычисления накопившейся дисперсии.

Приведенные в табл. 6 формулы, а также данные, помещенные в табл. 1—5, позволяют вычислить наибольшие дисперсии и относительные погрешности поверки приборов сопротивления различных разрядов методами, предусмотренными поверочной схемой. Результаты примерных вычислений дисперсии и предельных относительных погрешностей поверки для различных показаний сведены в табл. 7 (стр. 100 и 101).

Предельные относительные погрешности вычислялись путем умножения стандартного отклонения результатов поверки на коэффициент t . Для образцовых катушек коэффициент t был принят, как обычно, равным 3, для остальных приборов — равным 2,6.

Данные табл. 7 для образцовых приборов низших разрядов и для рабочих приборов получены путем сложения аппаратурных дисперсий образцовых приборов, участвующих в поверках, с операционной дисперсией процесса поверки.

ВЫВОДЫ

1. Случайные погрешности поверки различных видов приборов сопротивления (отдельных катушек, магазинов сопротивления, мостов, компенсаторов) слагаются из погрешностей самой операции поверки и накопленных погрешностей мер, с которыми сличается прибор, а также компарирующих приборов.

2. Принимая, что случайные погрешности этого рода измерений имеют нормальное распределение, можно определить накопленные погрешности путем сложения дисперсий по формулам, выведенным в работе для различных видов поверок.

3. Оценка конкретных значений дисперсий может быть произведена путем выяснения широты выборки, т. е. числа наименьших отсчетных интервалов, встречающихся при повторных измерениях на данной измерительной установке. По полученной широте выборки могут быть определены параметры теоретического распределения, соответствующего этой выборке.

4. Подсчет погрешностей для конкретных случаев поверки может быть произведен по помещенным в статье таблицам дисперсий для различных измеряемых значений. В качестве примера подсчитаны погрешности для случаев поверки некоторых часто поверяемых приборов.

А. Я. Безикович, Д. И. Зорин и М. С. Каяндер

ЧАСТОТНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ ВАТТМЕТРОВ

До самого последнего времени измерение мощности с погрешностью меньше 0,1% могло производиться только на постоянном токе. В связи с этим наиболее точные ваттметры электродинамической системы поверялись на постоянном токе. Правильность их показаний на переменном токе частотой 50 гц обеспечивалась компенсацией угловой погрешности параллельной цепи ваттметра [1, 2, 3].

Расширение диапазона частот, в котором применяются ваттметры, привело к тому, что этот старый классический метод аттестации приборов стал недопустимым, так как с расширением диапазона частот возрастает величина погрешности, обусловленная сдвигом фаз в параллельной цепи, и начинает сказываться ряд явлений, приводящих к погрешностям, которыми в диапазоне частот до 50 гц можно пренебречь.

В лаборатории электрических измерений ВНИИМ несколько лет тому назад был разработан метод и создана аппаратура для поверки приборов (амперметров, вольтметров и ваттметров) в диапазоне частот до 20 000 гц. Разработанная аппаратура основана на методе термоэлектрического компарирования [4]. С помощью термопреобразователя, поочередно включаемого то в цепь постоянного, то в цепь переменного тока, подлежащего измерению, устанавливается равенство их действующих значений. Измерив величину постоянного тока, эквивалентную величине переменного тока, определяют тем самым последнюю.

На рис. 1 изображена схема поверки ваттметра с помощью термоэлектрического компаратора, положенная в основу установки типа УВ-1, выпускаемой заводом «Эталон» [5]. Эта же установка, при условии переключения термодпар со встречного включения на согласное, обеспечивает поверку амперметров и вольтметров. Исследования названной установки, так же как и разработанной несколько ранее установки типа УППТ-1 для поверки амперметров и вольтметров [6], показали, что погрешности сравнения величин постоянного и переменного токов в диапазоне частот до 1000 гц не превосходят 0,05%, а в диапазоне частот до 20 000 гц — 0,1%. При условии, что величины постоянного тока измеряются на компенсаторе, точность поверки приборов переменного тока в диапазоне частот до 20 000 гц составляет величину порядка 0,1—0,2%, что совершенно достаточно при поверке приборов существующих классов

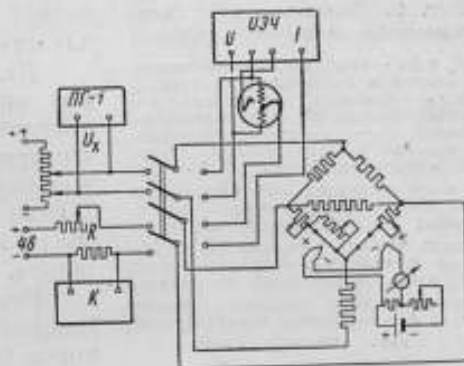


Рис. 1. Схема поверки ваттметра:

ТТ-1 — компенсатор, контролирующий напряжение U ; К — компенсатор, измеряющий силу тока; ИЗЧ — источник питания звуковой частоты.

точности. Наличие такой установки позволило выяснить возможности применения электродинамических ваттметров для точных измерений на переменном токе повышенной частоты и тем самым расширить их частотный диапазон.

Разработка и выпуск приборов, предназначенных для применения при повышенных частотах, не удовлетворяет все возрастающие нужды в этих приборах, поэтому для измерения при повышенных частотах очень

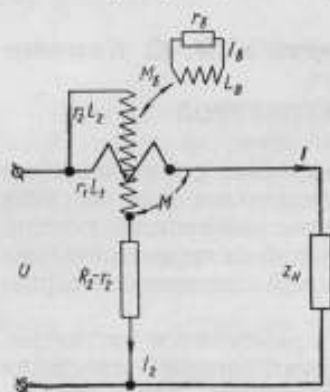


Рис. 2. Эквивалентная схема электродинамического прибора:

L_1 и L_2 — индуктивность последовательной и параллельной цепей; r_1 и r_2 — активное сопротивление последовательной и параллельной цепей; $R_2 = r_2$ — добавочное сопротивление в параллельной цепи; I — ток в нагрузке Z_n ; M — взаимная индуктивность между подвижной и неподвижными катушками; M_1 — взаимная индуктивность между неподвижной катушкой и контуром вихревых токов; I_1 — ток, проходящий по эквивалентной цепи вихревых токов; r_n и L_n — параметры эквивалентной цепи вихревых токов.

Рассмотрим эквивалентную схему электродинамического прибора, изображенную на рис. 2.

Частотную погрешность ваттметра, как известно, можно рассматривать как состоящую из следующих трех основных погрешностей.

1. Погрешность, вызванная индуктивностью. Основным источником частотной погрешности ваттметров является индуктивность параллельной цепи, вызывающая изменение сопротивления подвижной катушки и сдвиг фазы тока в ней относительно приложенного напряжения. Обычно эти два явления рассматриваются отдельно, хотя и вызываются одним и тем же фактором. Приведенная погрешность от индуктивности параллельной цепи может быть определена из следующего простого условия:

$$\gamma_L = \frac{M_L - M_D}{M_n} = \frac{C \frac{U}{Z_2} \cdot I \cos(\varphi - \psi) - C \frac{U}{R_2} \cdot I \cos \varphi}{C \frac{U_n}{R_2} I_n \cos \varphi_n}$$

где U_n , I_n и $\cos \varphi_n$ — номинальные значения напряжения, тока и угла сдвига фаз;

M_L , M_D и M_n — вращающие моменты при учете индуктивности параллельной обмотки, без учета ее и номинальный вращающий момент;

c — постоянный коэффициент.

часто в лабораториях, на заводах и в научных учреждениях применяют ваттметры электродинамической системы, предназначенные для переменного тока частотой 50 гц. Кроме того, выпускаемые в настоящее время промышленностью ваттметры для повышенных частот унифицируются с приборами, предназначенными для переменного тока частотой 50 гц. Поэтому желательно было экспериментально определить дополнительные погрешности этих приборов в случае применения их при повышенной частоте. Это исследование позволило определить частоты, для которых погрешности некоторых типов ваттметров не превосходят установленной величины, и определить поправки для таких ваттметров на различных частотах.

Далее представляло несомненный интерес определение погрешности ваттметров, имеющих специальные схемы компенсации частотных погрешностей, чтобы иметь возможность судить, насколько эффективна данная схема компенсации, и определить области частот, для которых она действительна.

Результаты экспериментальных исследований ваттметров, проведенных во ВНИИМ, могут быть обоснованы следующими рассуждениями.

Вводя обозначения для постоянной времени параллельной цепи $\tau_L = \frac{L_2}{R_2}$ и $\frac{UI}{U_n I_n} = m$, получаем формулу для приведенной погрешности от индуктивности параллельной цепи

$$\gamma_L = -\frac{\omega^2 \tau_L^2}{1 + \omega^2 \tau_L^2} \left[\cos \varphi - \frac{1}{\omega \tau_L} \sin \varphi \right] \frac{m}{\cos \varphi_n}. \quad (1)$$

Первый член формулы (1) определяет составляющую погрешности, вызванную изменением сопротивления цепи, второй — определяет так называемую угловую погрешность ваттметра.

Параметры цепи, входящие в эту формулу, могут быть измерены, что позволяет вычислить приведенную погрешность от индуктивности параллельной цепи.

2. Погрешность от взаимной индуктивности. Составляющая погрешности γ_M , вызванная взаимной индуктивностью, может быть найдена в результате следующих рассуждений:

$$\gamma_M = \frac{M_M - M_D}{M_n} = \frac{I_2 \cos(\varphi - \xi) - I_2 \cos \varphi}{I_2 \cos \varphi_n} \cdot m,$$

где I_2 — ток в параллельной цепи при наличии взаимной индуктивности;

$$I_2 = I_2 - j \frac{\omega M}{z_2} I_1 e^{-j(\varphi + \psi)}$$

(здесь ψ — угол сдвига фаз в параллельной цепи);

M_M — вращающий момент при учете влияния взаимной индуктивности.

Произведя некоторые преобразования, получаем следующее выражение, связывающее приведенную погрешность от взаимной индуктивности с параметрами прибора и полным сопротивлением того участка цепи, на котором производится измерение мощности:

$$\gamma_M = -\frac{\omega^2 k \sqrt{L_1 L_2} \tau_L}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_L^2} Z_n} \frac{m}{\cos \varphi_n}. \quad (2)$$

В этой формуле k — коэффициент связи между неподвижными и подвижными катушками, который изменяется вдоль шкалы и, следовательно, изменяется и значение приведенной погрешности вдоль шкалы прибора от положительного максимума к отрицательному, проходя через нуль. Все параметры, входящие в это выражение, могут быть измерены и таким образом может быть вычислена составляющая погрешности, обусловленная взаимной индуктивностью между обмотками.

3. Погрешность, вызванная вихревыми токами. Рассматривая эквивалентную схему ваттметра (рис. 2), можно показать, что общий поток, действующий в приборе, равен:

$$\Phi = \frac{I_1 L_1}{\omega_1} \left[1 - \frac{\omega^2 M_n^2 L_n}{(r_n^2 + \omega^2 L_n^2) L_1} - j \frac{\omega M_n^2 r_n}{(r_n^2 + \omega^2 L_n^2) L_1} \right],$$

где ω_1 — число витков последовательной обмотки.

При этом приведенная погрешность, обусловленная действием вихревых токов, равна

$$\gamma_n = \frac{M_\Phi - M_D}{M_n} = -\frac{\omega^2 M_n^2 L_n}{(r_n^2 + \omega^2 L_n^2) L_1} \left[\cos \varphi + \frac{r_n}{\omega L_n} \sin \varphi \right] \frac{m}{\cos \varphi_n},$$

где M_Φ — вращающий момент с учетом влияния вихревых токов.

Произведя преобразования и вводя обозначение для постоянной времени, эквивалентной цепи вихревых токов $\tau_n = \frac{L_n}{r_n}$, получаем следующее выражение для составляющей приведенной погрешности, вызванной наличием вихревых токов:

$$\gamma_n = - \frac{k_n^2 \omega^2 \tau_n^2}{1 + \omega^2 \tau_n^2} \left[\cos \varphi + \frac{1}{\omega \tau_n} \sin \varphi \right] \frac{m}{\cos \varphi_n}, \quad (3)$$

где k_n — коэффициент связи между цепью вихревых токов и неподвижными катушками.

Обычно металлические части прибора, в которых индуктируются вихревые токи, не изменяют своего положения относительно неподвижных катушек, поэтому коэффициент связи k остается неизменным и следует ожидать, что относительные погрешности от вихревых токов не будут меняться с изменением положения рамки прибора. Составляющая вихревых токов, индуктированная подвижной катушкой в эквивалентной цепи вихревых токов, мала вследствие малой индуктивности рамки и поэтому может не приниматься во внимание. Эти положения подтверждаются экспериментальными данными, полученными при исследовании электродинамических приборов [7].

Из формулы (3) следует, что если параметры эквивалентной цепи вихревых токов известны, то можно рассчитать обусловленную ими погрешность. Однако прямое определение этих параметров представляет известные трудности. Экспериментальное определение составляющей погрешности ваттметров, вызванной только вихревыми токами, также невозможно, так как известными методами поверки можно определить только суммарную погрешность. Возможен косвенный метод определения параметров, входящих в формулу (3), для ваттметров, в которых соизмеримы токи последовательной и параллельной цепей. Для этого обе цепи ваттметра соединяются последовательно и для такой схемы включения определяются погрешности при двух значениях частоты. При этом выбираются такие частоты, при которых наблюдается заметная частотная погрешность. При последовательной схеме включения, как видно из формулы (3), относительная погрешность от вихревых токов равна:

$$\gamma_{n,0} = - \frac{k_n^2 \omega^2 \tau_n^2}{1 + \omega^2 \tau_n^2}.$$

В схеме миллиамперметра остальные погрешности не имеют места, поэтому, решая два уравнения, полученные для различных частот, можно экспериментально определить коэффициент k_n и постоянную времени τ_n , т. е. определить параметры цепи вихревых токов. Зная эти параметры, можно рассчитать погрешности от вихревых токов для схемы включения этого прибора в качестве ваттметра.

При выпуске новых типов прибора можно рекомендовать создание образца того же типа с обмотками, специально выполненными для включения по схеме миллиамперметра, что даст возможность определить параметры цепи вихревых токов и сравнить новый прибор с другими типами приборов.

Частотная погрешность ваттметров определяется суммой перечисленных составляющих. Она пропорциональна квадрату частоты, так же как каждая из них, при частотах, для которых $\omega^2 \tau_n^2$ мало по сравнению с единицей, и малых углах сдвига фаз φ . При углах сдвига фаз, близких к $\frac{\pi}{2}$, в формулах (1) и (3) больше сказываются члены, линейно зависящие от частоты.

Частотные характеристики wattметров

Характерные кривые поправок для wattметров даны на рис. 3 и 4. Анализ этих кривых показывает, что значение приведенных поправок для данной точки шкалы прибора (150 делений при $\cos \varphi = 1$) изменяется в зависимости от частоты по закону, близкому к квадратичному, что согласуется с приведенными выше теоретическими соображениями.

В зависимости от конструкции wattметра в нем преобладает та или иная составляющая частотной погрешности. Например, для приборов типа ЭТВ старых выпусков в основном погрешность определяется вихревыми токами в массивной силуминовой плате, на которой монтировалась измерительная часть прибора. Эта погрешность в отдельных приборах достигает по экспериментальным данным 9%. Естественно, что такие приборы могли выпускаться только на фиксированную частоту. Замена металлических плат в

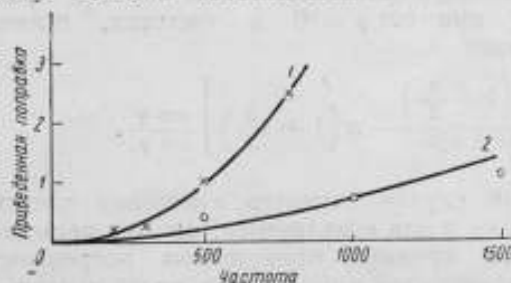


Рис. 3. Кривые поправок (в %) для статических wattметров:

1 — отклонение 150 дел., $\cos \varphi = 1$, тип АСТД;
2 — отклонение 150 дел., $\cos \varphi = 1$, фирма Гартман и Браун.

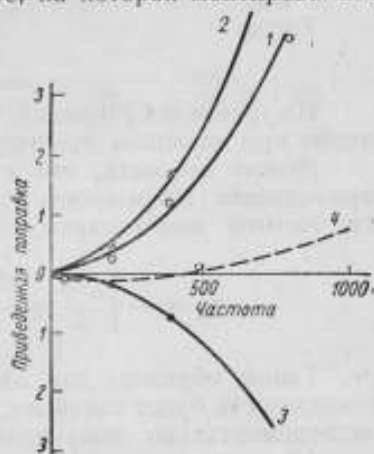


Рис. 4. Кривые поправок (в %) для экранированных wattметров фирмы П. Герц:

1 — отклонение 130 дел., $\cos \varphi = 1$, тип IE-434334; 2 — отклонение 60 дел., $\cos \varphi = 0,5$, емкостный, тип IE-434334; 3 — отклонение 60 дел., $\cos \varphi = 0,5$, индуктивный, тип IE-434334; 4 — отклонение 150 дел., $\cos \varphi = 1$, тип IE-434384/500.

приборах привела к тому, что расширился частотный диапазон этих wattметров и, хотя завод по-прежнему выпускает их на фиксированные частоты 2500 и 8000 гц, возможно их применение во всем этом диапазоне частот.

Экспериментальное исследование ряда wattметров различных типов показало, что приборы, предназначенные для работы при частоте 50 гц, при условии, что дополнительная частотная погрешность не превосходит класса точности прибора, могут применяться в диапазоне частот не более 500 гц.

Погрешности компенсированных wattметров

Если прибор предназначен для работы при повышенных частотах, то в большинстве случаев в нем применяется компенсация индуктивности параллельной цепи с помощью конденсатора, шунтирующего часть добавочного сопротивления параллельной цепи wattметра.

Зададимся условием компенсации угловой погрешности wattметра при 90-градусном сдвиге между током и напряжением для некоторой частоты. В этом случае постоянная времени участка скомпенсированной цепи

$$\tau_c = \frac{a \pm \sqrt{a^2 - 4\omega^2 \tau_L^2}}{2\omega^2 \tau_L} \quad (4)$$

где a — отношение части сопротивления, включенного параллельно емкости, ко всему сопротивлению параллельной цепи.

Решая уравнение (4) относительно C ($\tau_C = aRC$), получаем

$$C = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4\omega^2 \frac{L^2}{a^2 R^2}}}{2\omega^2 L} \quad (5)$$

Уравнение (5) показывает, что требуемая для компенсации емкость C различна для различных частот.

Отсюда можно получить обычно применяемое условие компенсации $C = \frac{L}{a^2 R^2}$, справедливое, если положить $\omega^2 \tau_C^2 \ll 1$.

Тогда

$$a\tau_C = \tau_L \quad (6)$$

Из уравнения (6) видно, что a должно быть по возможности большим, чтобы при заданном τ_L получить наименьшее τ_C .

Можно показать, что в компенсированном таким образом приборе приведенная погрешность γ_L при $\cos \varphi \neq 0$ и частотах, отличных от частоты компенсации, будет

$$\gamma_L = - \left[\frac{\omega^2 \tau_L^2}{2} + \frac{a^2 \left(1 + \frac{a}{2}\right)}{k^2 + \omega^2 \tau_L^2} - a \left(1 + \frac{a}{2}\right) \right] \frac{\cos \varphi}{\cos \varphi_n} \quad (7)$$

Таким образом, для этого случая характер изменения частотной погрешности будет такой же, как и для вольтметров, что подтверждается экспериментально полученными кривыми приведенных погрешностей.

Абсолютные величины погрешностей в ваттметрах много меньше, чем в вольтметрах. Это объясняется тем, что индуктивность одной подвижной катушки меньше суммарной индуктивности подвижной и неподвижной катушек. Кроме того, в отличие от вольтметров, в которых погрешность зависит от положения рамки, вследствие изменения общей индуктивности прибора, в ваттметрах индуктивность параллельной цепи неизменна для любого положения рамки, т. е. погрешность ваттметра не зависит от положения подвижной части, если γ_M мало. Вследствие этого в ваттметрах компенсация возможна для большого диапазона частот.

Погрешность малокосинусных ваттметров

Анализ формул составляющих погрешностей показывает, что погрешности от вихревых токов и от индуктивности параллельной цепи зависят от угла сдвига фаз между током и напряжением и тем больше, чем больше этот угол.

Расчеты показывают, что погрешность от взаимной индуктивности невелика, но она тем больше, чем меньше номинальный коэффициент мощности прибора. В связи с этим при конструировании малокосинусных ваттметров возникают трудности значительно большие, чем при конструировании приборов с номинальным коэффициентом мощности, близким к единице. По-видимому, единственно правильным конструктивным решением в случае создания малокосинусных ваттметров являются приборы на растяжках со световым указателем. Приборы на растяжках могут быть выполнены с малым моментом, т. е. с малой индуктивностью в параллельной цепи, что существенно уменьшает погрешность, вызванную индуктивностью. Кроме того, в приборах со световым указателем максимальному отклонению указателя соответствует вдвое меньший угол, чем в приборах со стрелкой, что существенно уменьшает коэффициент связи и, следовательно, погрешность от взаимной индуктивности.

Перспективной в этом отношении является конструкция ваттметров, аналогичная компараторам электродинамической системы фирмы П. Герц, в которых коэффициент взаимной индукции остается неизменным и практи-

чески равным нулю для любого отсчета по прибору. Исследования этих компараторов в условиях $\cos \varphi = 0$ показали, что погрешности их не выходят из допустимых для их класса точности (0,1) при частотах до 2000 гц. Параметры этих приборов, определенные в схеме последовательного включения, показывают, что погрешности от вихревых токов должны быть малыми и при больших частотах.

ЛИТЕРАТУРА

1. A. Rosa, Bul. of the Bur. of Stand., Vol. 3, № 1, 1907.
2. C. Miller, Trans. A. I. E. E., Vol. 70, 1951.
3. G. Geiger, Arch. für Elektrot., Vol. XXIII, 1930.
4. М. С. Каяндер, «Вестник электропромышленности», № 1, 1952.
5. А. Я. Безикович и Д. И. Зорин, Труды ВНИИМ, вып. 28 (88), 1956.
6. К. П. Широков, Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), 1954.
7. М. С. Каяндер, Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), 1954.

СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ ИСТОЧНИК СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА ДЛЯ ПОВЕРКИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

При поверке электроизмерительных приборов на переменном токе промышленной частоты встречается два существенных затруднения. Во-первых, колебания напряжения в сети переменного тока за время одного измерения в лучшем случае составляют 0,5—1%, а в худшем 5—10%. Вследствие этого поверка многих приборов становится практически невозможной. Во-вторых, искажения формы волны переменного напряжения, зависящие не только от конструкции генераторов, но и от нагрузки сети, делают ненадежными результаты поверок многих приборов, особенно детекторных, электронных и индукционных.

Применение стабилизаторов напряжения снимает первое затруднение, но усиливает второе и, следовательно, не решает полностью задачу поверки электроизмерительных приборов на переменном токе. Ее можно решить путем создания устройств, позволяющих преобразовать нестабильное и несинусоидальное напряжение переменного тока в стабильное и синусоидальное, регулировать это напряжение в широких пределах без заметного искажения формы его волны, а также питать измерительные приборы с различными пределами измерения и внутренними сопротивлениями. В этом смысле мы и будем говорить о стабилизированном источнике регулируемого синусоидального тока для поверки электроизмерительных приборов.

К такому устройству предъявляется ряд требований.

1. Для поверки приборов класса 0,5 сличением их с приборами классов 0,1 или 0,2 желательно, чтобы за время одного измерения напряжение или сила тока изменялись не более чем на $\pm 0,2\%$, при изменении напряжения в сети в пределах $\pm 5\%$.

2. Для поверки электронных и выпрямительных приборов класса 1,5 необходимо, чтобы коэффициент формы волны напряжения находился в пределах $1,111 \pm 0,005$.

3. При поверке амплитудных вольтметров класса 2,5 амплитудный коэффициент кривой напряжения не должен отличаться от $\sqrt{2}$ больше чем на 0,8%, или «коэффициент нелинейных искажений измеряемого напряжения должен быть по крайней мере в три раза меньше их допустимой погрешности» [1].

4. Для поверки приборов, показания которых более или менее сильно зависят от частоты (электромагнитные, электродинамические и индукционные), необходимо, чтобы содержание высших гармоник в кривой напряжения или тока было незначительным.

В случае поверки на переменном токе электродинамических и электромагнитных приборов класса 0,5 и ниже и индукционных приборов класса 2,5 любое мгновенное значение кривой может отличаться от соответствующего мгновенного значения основной синусоиды не более чем на 5% амплитуды основной синусоиды [2].

5. Требования пп. 2, 3 и 4 будут выполнены, если коэффициент нелинейных искажений кривой напряжения на выходе устройства не будет больше чем 0,8%. При поверке амперметров любой системы достаточно, чтобы этот коэффициент не превышал 1,5%.

6. Регулирующие элементы устройства должны обеспечивать плавность изменения напряжения и силы тока, достаточную для поверки вольтметров класса 0,5 и менее точных с верхними пределами 3... 300 *в* непосредственно и 0,003... 3 *в* через делитель напряжения.

Регулировка силы тока должна обеспечивать поверку миллиамперметров, начиная с верхнего предела в 50 *ма*, амперметров и измерительных трансформаторов тока до 30 *а*.

7. Требования пп. 1—6 должны выполняться при включении на выход устройства вольтметров с эквивалентным сопротивлением от 100 *ом* до бесконечности.

Авторы старались выполнить сформулированные выше требования при разработке конструкции стабилизированного источника синусоидального тока с регулировкой в пределах 0—30 *а* и 0—300 *в*, которому дано сокращенное название «стабистор 30/300».

Очевидно, что этот прибор должен включать стабилизатор напряжения, фильтр нижних частот, а также регулирующие и преобразующие элементы.

Широкое распространение, большой срок службы, надежность в работе и возможность получения значительной мощности определили собой выбор феррорезонансного стабилизатора в качестве стабилизирующего устройства «стабистора».

Наряду с указанными достоинствами этим стабилизаторам присущи два существенных недостатка — большие искажения формы волны напряжения на выходе и зависимость напряжения на выходе от частоты переменного тока. Наиболее неприятным с точки зрения достижения стоящих перед нами целей является первый недостаток. Хотя и имеются возможности улучшения формы волны напряжения на выходе стабилизатора [3, 4], однако они не использованы в выпускаемых промышленностью стабилизаторах. К тому же, несмотря на заметное усложнение конструкции стабилизатора, содержание высших гармоник остается недопустимо большим (более 5%), и требуется дальнейшая очистка волны напряжения с помощью фильтров.

В табл. 1 приведены результаты измерения высших гармоник в кривой напряжения на выходе ненагруженного стабилизатора при номинальном напряжении на выходе.

Таблица 1

Тип стабилизатора	Отношение амплитуд высших и основной гармоник, %		
	$\frac{U_{m2}}{U_{m1}}$	$\frac{U_{m3}}{U_{m1}}$	$\frac{U_{m7}}{U_{m1}}$
ЭПА-27	53	18	8
СТ-250	29	1,7	0,6
Экспериментальный стабилизатор ЭС-1	12	4	1
Экспериментальный стабилизатор ЭС-2	21,2	8,5	1,7

Экспериментальные стабилизаторы ЭС-1 и ЭС-2 специально изготовлены для опытного образца «стабистора» по схеме феррорезонанса токов, позволяющей улучшить форму волны без усложнения устройства.

Эти стабилизаторы могут быть применены для проверки приборов только при использовании специальных фильтров. Но при этом возможно резкое ухудшение стабилизирующих свойств всего устройства, поскольку стабилизация действующего значения выходного напряжения достигается за счет искажения формы волны последнего.

Для того чтобы установить условия стабилизации первой гармоники, рассмотрим более подробно зависимость выходного напряжения U_2 от входного напряжения U_1 . При сравнительно небольших значениях U_1 его рост приводит к увеличению U_2 как за счет возрастания первой, так и остальных гармоник (см. кривую 1 рис. 1). При этом высшие гармоники

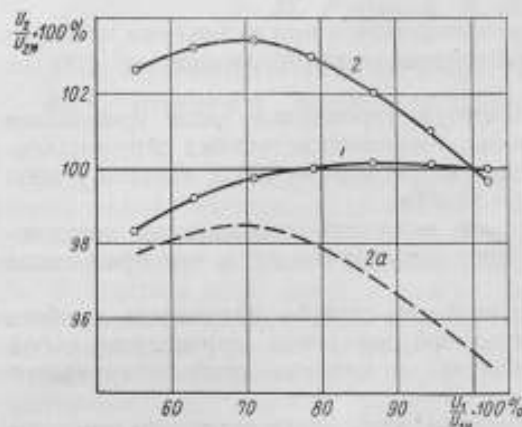


Рис. 1. Кривые зависимости полного напряжения (кривая 1) и напряжения первой гармоники (кривые 2 и 2a) на выходе стабилизатора ЭПА-27 от напряжения на входе: U_{1n} и U_{2n} — номинальные значения первичного и вторичного напряжений; $U_{1n} = 127$ в; $U_{2n} = 220$ в.

увеличиваются быстрее, чем первая, и наступает такой момент, когда рост U_2 связан исключительно с высшими гармониками. В этом случае, очевидно, U_2 возрастает, а амплитуда первой гармоники не меняется и с дальнейшим ростом U_1 начинает даже убывать. То значение U_1 , при котором амплитуда первой гармоники максимальна, соответствует стабилизации напряжения на выходе фильтра.

Таким образом, стабилизация первой гармоники получается при тех значениях U_1 , которым соответствует довольно заметная зависимость U_2 от входного напряжения. Иными словами, хорошая стабилизация эффективного значения выходного напряжения может соответствовать плохой стабилизации

$$U_2^2 = \sum_{n=1}^{\infty} U_{2n}^2, \quad (1)$$

то условие независимости U_{21} от U_1 примет вид

$$\frac{dU_{21}}{dU_1} = 0, \quad (2)$$

или иначе

$$\frac{dU_2^2}{dU_1} - \sum_{n>1}^{\infty} \frac{dU_{2n}^2}{dU_1} = 0. \quad (3)$$

Последнее равенство имеет простой физический смысл: стабилизация имеет место тогда, когда все изменение квадрата выходного напряжения обусловлено изменением суммы квадратов эффективных значений высших гармоник.

Рис. 1 и 2 иллюстрируют вышесказанное и дают представление о качестве стабилизации полного напряжения (кривые 1) и первой гармоники (кривые 2).

Изменения полного напряжения на выходе стабилизатора ЭПА-27, нагруженного фильтром, не превышают $\pm 0,1\%$ в области 75—105% номинального первичного напряжения. Область стабилизации первой гармоники сдвинута в сторону малых напряжений. Если напряжение на входе стабилизатора изменится в пределах 80—95 в, то колебания напряжения первой гармоники на выходе фильтра не превысят $\pm 0,1\%$. Разность ординат кривых 1 и 2, а (последняя на рис. 1 получена из кривой 2 путем приведения значения напряжения на выходе фильтра к значению напряжения на выходе стабилизатора) определяет собой влияние высших гармоник. Вблизи точки $0,69 U_{1н}$ изменение U_2 обусловлено исключительно изменением высших гармоник.

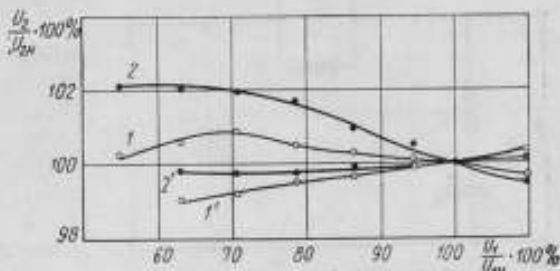


Рис. 2. Кривые зависимости полного напряжения (кривые 1 и 1') и напряжения первой гармоники (кривые 2 и 2') на выходе стабилизатора СТ-250 от напряжения на входе при разной величине зазора между магнитным шунтом и магнитопроводом.

Для расширения области стабилизации первой гармоники необходимо, чтобы для нагруженного фильтром стабилизатора зависимость $U_2 = f(U_1)$ имела положительную производную и чтобы в возможно более широком интервале входных напряжений выполнялось условие (3). Это видно из рис. 2. Стабилизатор СТ-250, имеющий обычную зависимость $U_2 = f(U_1)$, не дает практически приемлемой стабилизации первой гармоники (кривые 1 и 2). Если же

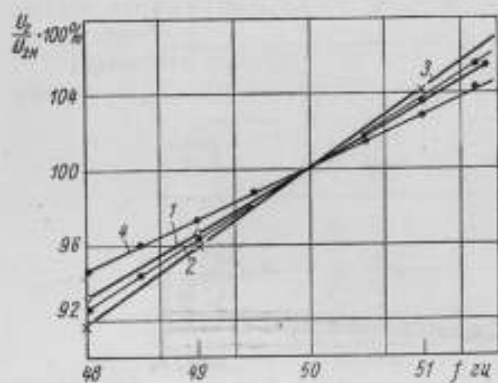


Рис. 3. Кривая зависимости напряжения на выходе стабилизатора от частоты:

1 — ЭПА-27; 2 — СТ-250; 3 — ЭС-1; 4 — ЭС-2.

путем увеличения зазора между магнитным шунтом и основным магнитопроводом наклонить кривую $U_2 = f(U_1)$, как рекомендовано выше, то область стабилизации первой гармоники можно сделать достаточно широкой (кривые 1' и 2'). Изменение U_1 на $\pm 10\%$ от номинального приводит к изменению U_2 не больше чем на $\pm 0,2\%$, что соответствует п. 1 требований к «стабилятору».

Зависимость напряжения на выходе стабилизаторов от частоты иллюстрируется рис. 3. Изменение частоты на $\pm 1\%$ вызывает изменение напряжения U_2 на $\pm 2\%$.

Такие изменения частоты в электрических сетях происходят довольно медленно и не вызывают каких-либо затруднений. Однако часто наблюдаются и более быстрые колебания частоты, которые в наших опытах достигали 0,03% за время одного измерения. Изменения U_2 , происходящие по этой причине, обычно незаметны. Но следует иметь в виду, что они могут быть в несколько раз усилены фильтром, включаемым на выход стабилизатора (в некоторых опытных образцах «стабилятора» по этой причине колебания напряжения на выходе фильтра достигали 0,2%). Следовательно, расчет фильтра следует вести не только на подавление высших гармоник, но и на ослабление зависимости напряжения от частоты.

К фильтру, предназначенному для «стабистора», предъявляются три основных требования: сильное подавление третьей гармоники, возможность компенсации зависимости выходного напряжения стабилизатора от частоты и практическая независимость настройки фильтра от напряжения на входе и, в известных пределах, от нагрузки на выходе.

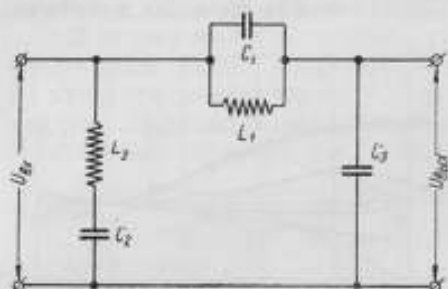


Рис. 4. Схема фильтра нижних частот.

В фильтре нижних частот, схема которого представлена на рис. 4, резонансные контуры L_1, C_1 и L_2, C_2 настраиваются на частоту третьей гармоники, а величина емкости C_3 подбирается так, чтобы уменьшить зависимость напряжения на выходе от частоты и подавить высшие гармоники.

На рис. 5 представлены кривые зависимости напряжения на выходе от частоты при различных значениях емкости C_3 и сопротивлении нагрузки 1000 Ом. Напряжение на выходе фильтра зависит от частоты, причем может в рабочем диапазоне частот возрастать (кривая 1) или убывать (кривые 3, 4). Изменением емкости C_3 фильтр настраивается так, чтобы в области рабочих частот рост напряжения с частотой на выходе феррорезонансного стабилизатора компенсировался

уменьшением напряжения на выходе фильтра.

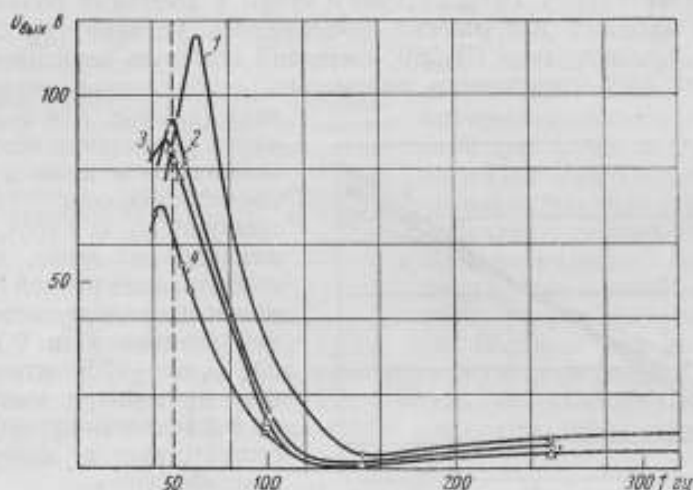


Рис. 5. Кривая зависимости напряжения на выходе фильтра от частоты при разных значениях емкости C_3 :

1 — $C_3 = 3$ мкф; 2 — $C_3 = 3$ мкф; 3 — $C_3 = 7$ мкф; 4 — $C_3 = 11$ мкф.

уменьшением напряжения на выходе фильтра. Расчет фильтра с учетом зависимости напряжения на выходе стабилизатора от частоты (см. рис. 3) показывает, что вызванные изменением частоты изменения напряжения, вносимые стабилизатором и фильтром, взаимно компенсируются при частоте 50 гц, если резонансная частота фильтра равна примерно 48,8 гц.

На рис. 6 показана зависимость напряжения на выходе системы стабилизатор-фильтр от частоты при различных значениях емкости C_2 одного из экспериментальных фильтров. Настройкой фильтра удается добиться практической независимости напряжения на выходе устройства от частоты, если последняя изменяется в пределах 49,5 ÷ 50,5 гц, как это обычно имеет место в электрических сетях.

Если между стабилизатором и фильтром ввести ступенчатый автотрансформатор, то при включении различных его ступеней меняется настройка фильтра и может увеличиться зависимость напряжения на выходе от частоты. Однако даже в самых неблагоприятных случаях эта зависимость не очень велика и можно обойтись одним значением емкости C_2 для всех ступеней промежуточного трансформатора.

При изменении величины сопротивления нагрузки на выходе фильтра зависимость напряжения от частоты изменяется и может стать заметной. Поэтому приходится ограничивать величину сопротивления нагрузки со стороны малых значений. Во всех наших опытах оказывалось достаточным, чтобы сопротивление нагрузки было больше 100 ом.

Независимость настройки фильтра от напряжения на входе и нагрузки на выходе не может быть достигнута при использовании в фильтре катушек индуктивности с ферромагнитными сердечниками. Не получив желаемых результатов при использовании дросселей, авторы отказались от их применения и использовали катушки индуктивности без железа. Это хотя и увеличило габариты и вес устройства, но заметно уменьшило зависимость формы волны напряжения на выходе фильтра от напряжения на входе и от нагрузки.

Применен также и другой способ уменьшения зависимости формы волны $U_{\text{вых}}$ от нагрузки, сущность которого заключается в том, что

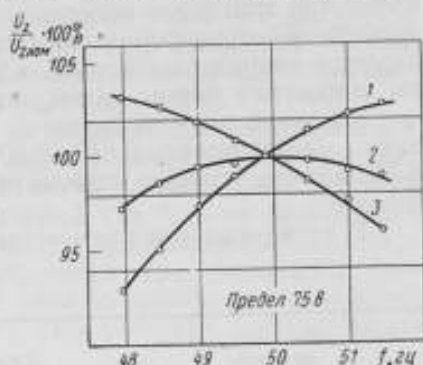


Рис. 6. Кривая зависимости напряжения на выходе «стабилятора» от частоты при разных значениях емкости C_2 :

1 — $C_2 = 13$ мкФ; 2 — $C_2 = 14$ мкФ;
3 — $C_2 = 15$ мкФ.

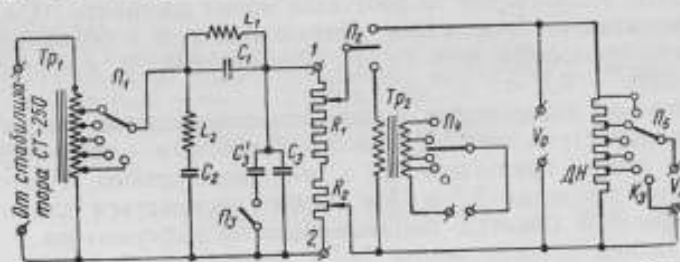


Рис. 7. Принципиальная электрическая схема устройства «стабилятор 30/300» (без стабилизатора напряжения).

ток, проходящий через измерительные приборы, должен быть во много раз меньше токов, протекающих в фильтре и в регулирующем устройстве. В этом случае значительные изменения тока в образцовом и поверяемом измерительных приборах не внесут заметных изменений в работу всего устройства и мало скажутся на форме волны $U_{\text{вых}}$. При этом приходится мириться с уменьшением коэффициента полезного действия всего устройства.

Принципиальная схема «стабилятора 30/300» представлена на рис. 7. Стабилизатор напряжения на схеме не показан. Его схема и конструкция могут быть любыми, но должны обеспечивать хорошую стабилизацию первой гармоники напряжения. Авторы остановили свой выбор на стабилизаторе типа СТ-250.

Автотрансформатор Tr_1 (мощность около 200 в \cdot а) имеет несколько назначений: во-первых, на фильтр нельзя подать напряжение 220 в,

обычно имеющееся на выходе стабилизаторов, поскольку вследствие резонанса напряжений напряжение на выходе фильтра получится ненормально большим, и максимальное напряжение на входе фильтра приходится снижать до 150 в; во-вторых, нежелательно, чтобы фильтр и реостаты находились все время под большим напряжением, так как выделяющееся при этом тепло заметно нагревает реостаты и катушку L_1 ; наконец, наличие автотрансформатора позволяет расширить предел плавной регулировки напряжения и тока, а при включении его до фильтра вносимые им искажения формы волны напряжения в дальнейшем устраняются.

Катушки индуктивности L_1 и L_2 без ферромагнитных сердечников имеют индуктивность 0,61 и 0,80 гн, активное сопротивление их равно 45 и 70 ом соответственно, причем первая рассчитана на ток 1,2 а, а вторая — 0,5 а.

В схеме фильтра применены конденсаторы согласно табл. 2.

Таблица 2

Обозначение конденсатора по схеме	Емкость, мкф	Рабочее напряжение, на которое должен быть рассчитан конденсатор, в
C_1	1,85	450
C_2	1,40	450
C_3	7,00	450
C_2'	4,00	300

Конденсатор C_3 выключается, когда напряжение на входе фильтра превышает 100 в. Это ограничивает ток в катушке L_1 , не допуская ее перегрева.

Параллельно конденсатору C_3 включены реостаты $R_1 \approx 3000$ ом и $R_2 \approx 300$ ом. Напряжение на реостатах может достигать 300 в. При этом ток через вольтметры и делители напряжения или в первичной обмотке понижающего трансформатора Tr_2 не превышает 0,1 а, а наибольший ток через реостаты — 0,2 а.

При проверке вольтметров с большим собственным потреблением — например, вольтметров типа АМВ на 7,5; 15; 30; 60 в — ток через проверяемый прибор может превысить 0,3 а, что недопустимо. Поэтому такие вольтметры на пределах 7,5 и 15 в должны включаться для проверки на зажимы вторичной обмотки понижающего трансформатора.

Понижающий трансформатор Tr_2 с первичной обмоткой, рассчитанной на 300 в, и вторичными — на 20, 8, 4 и 2 в, имеет номинальную мощность 60 ва и дает возможность проверять амперметры и измерительные трансформаторы на токи от 0,25 до 30 а.

Наличие трансформатора, первичный ток которого регулируется с помощью реостатов, должно привести и приводит к появлению высших (особенно третьей) гармоник в кривой вторичного тока, однако содержание высших гармоник остается в допустимых пределах, если индуктивное сопротивление первичной обмотки трансформатора достаточно велико.

Делитель напряжения ДН со ступенями 1/1, 1/10, 1/100, 1/1000 и 1/10 000 предназначен для проверки ламповых вольтметров. Полное его сопротивление равно 100 ком.

Результаты испытаний показали, что при использовании стабилизатора типа СТ-250 «стабистор» может отдавать мощность до 100 вт, причем напряжение на зажимах 1—2 реостатов достигает 350 в, а сила тока во вторичной обмотке понижающего трансформатора 40 а. «Стабистор» рассчитан на длительную работу при напряжении 300 в или силе тока 30 а.

Наличие ступенчатого автотрансформатора, двух реостатов, понижающего трансформатора с секционированной обмоткой и делителя напряжения позволяет плавно регулировать ток и напряжение и удерживать их заданные значения с погрешностью, меньшей 0,1%.

При изменении напряжения в сети на $\pm 5\%$ напряжение и сила тока на выходе «стабистора» изменяются обычно не более чем на $\pm 0,1\%$ и только в отдельных случаях — на $\pm 0,15\%$. При изменении частоты на 1% напряжение на выходе «стабистора» изменяется на 0,8% при полной нагрузке и на 0,4% при отсутствии нагрузки.

Коэффициент нелинейных искажений напряжения изменяется от 0,2% при небольших нагрузках до 0,7% при полной нагрузке. Коэффициент нелинейных искажений тока зависит от места расположения движков реостатов. При их расположении вблизи точек 1 и 2 он не превосходит 0,5%. Сближение движков приводит к тому, что последовательно с первичной обмоткой понижающего трансформатора Tr_2 включается значительное активное сопротивление. При этом коэффициент нелинейных искажений вторичного тока возрастает за счет усиления третьей гармоники до 1% и в редких случаях до 1,5%.

В заключение можно сделать вывод, что стабилизированный источник синусоидального тока — «стабистор 30/300» — удовлетворяет всем требованиям, предъявляемым к источникам, предназначенным для поверки электроизмерительных приборов на переменном токе: колебания напряжения за время измерения не превышают $\pm 0,1\%$, содержание высших гармоник в кривой напряжения находится в пределах 0,2—0,7% и в кривой тока — в пределах 0,5—1,5%, плавная регулировка напряжения осуществляется в пределах 0—300 в, тока — в пределах 0—30 а.

ЛИТЕРАТУРА

1. Инструкция 210-54 по поверке ламповых вольтметров на промышленной частоте, Главная Палата мер и измерительных приборов СССР, М., 1954.
2. Инструкция 184-54 по поверке амперметров, вольтметров и ваттметров, Главная Палата мер и измерительных приборов СССР, М., 1954.
3. Л. А. Бессонов, Электрические цепи со сталью, 1943.
4. E. Fridlender, Siemens Zeitschrift, № 9, 1936.

О ПОВЕРКЕ ОДНОФАЗНЫХ ФАЗОМЕТРОВ КОМПЕНСАЦИОННЫМ МЕТОДОМ

Наиболее распространенным методом поверки однофазных фазометров до последнего времени являлся косвенный метод определения коэффициента мощности или угла сдвига фаз при помощи ваттметра, амперметра и вольтметра, когда коэффициент мощности обычно определялся как отношение активной мощности, измеряемой ваттметром,

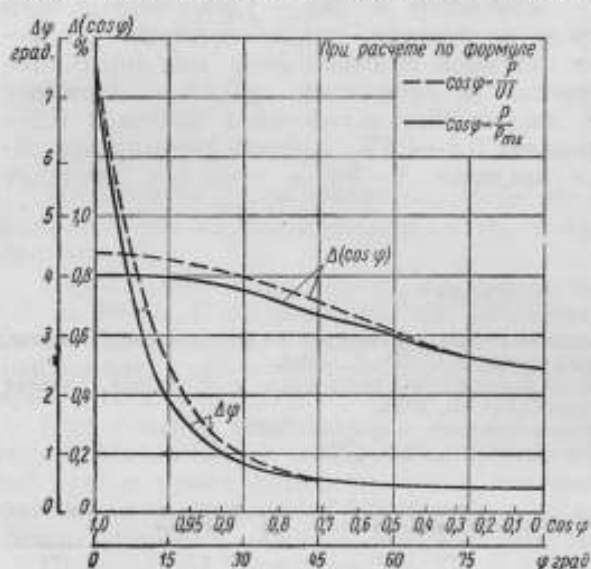


Рис. 1. Графики зависимости погрешностей, ваттметрового метода поверки фазометров от измеряемого угла.

большая погрешность при измерении малых углов сдвига фаз.

На рис. 1 приведены графики, характеризующие погрешность измерения $\cos \varphi$ и φ , возникающую при применении приборов класса 0,5 в качестве образцовых*.

Из графиков следует, что погрешность измерения начинает резко возрастать при уменьшении измеряемых углов от 30° и при $\varphi = 0$ достигает 7° . Соответственно, погрешность определения $\cos \varphi$ при $\cos \varphi = 1$ достигает 0,9%.

Очевидно, что при применении образцовых приборов класса 0,5 возможна поверка фазометров только низших классов точности, причем точность измерения углов, близких к 0, недостаточна. В связи с этим в новой инструкции по поверке фазометров [1] допускается применение

к полной мощности, определяемой по показаниям амперметра и вольтметра, либо по максимальному показанию ваттметра (при $\cos \varphi = 1$). В последнем случае амперметр и вольтметр служат только для фиксации неизменности тока и напряжения.

Несмотря на то, что метод амперметра, вольтметра и ваттметра имеет ряд недостатков, он широко применяется при поверке, так как не требуется никакой специальной аппаратуры и используются образцовые приборы, служащие для других видов поверок.

Одним из наиболее существенных недостатков этого метода является его

* Подробный анализ метода и графики на рис. 1 выполнены в 1953 г. М. С. Квяндер.

ваттметрового метода только при проверке фазометров классов 2,5 и 4,0 при обязательном условии, что в качестве образцового применяется ваттметр класса 0,2 (амперметр и вольтметр класса 0,5) и что отметка шкалы $\varphi = 0$ или $\cos \varphi = 1$ поверяется специальным методом с применением катодного осциллографа.

В связи с развитием области промышленного применения токов повышенной частоты и увеличением мощностей промышленных установок становится актуальным вопрос измерения коэффициентов мощности в диапазоне звуковых частот, а следовательно, и вопрос проверки фазометров повышенной частоты, осваиваемых промышленностью. Отсутствие ваттметров, амперметров и вольтметров (классов 0,2 и 0,5) для частот $50 \rightarrow 10\,000$ гц ограничивает частотную область применения ваттметрового метода.

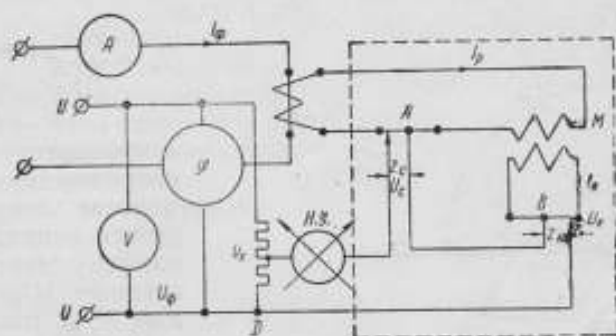


Рис. 2. Принципиальная схема проверки фазометров компенсационным методом:

M — катушка взаимной индуктивности; *A* — синфазное отсчетное устройство; *B* — квадратурное отсчетное устройство; *D* — делитель напряжения; *NU* — нулевой указатель.

Одним из возможных методов проверки фазометров является метод проверки при помощи прямоугольно-координатного компенсатора переменного тока [2, 3]. Однако, несмотря на преимущества этого метода по сравнению с ваттметровым (особенно при измерении малых углов), он не нашел распространения в поверочной практике в связи с тем, что компенсаторы переменного тока не выпускались. В настоящее время заводом «Точэлектроприбор» освоен компенсатор типа Р-56 для частоты 50 гц и заводом «Эталон» компенсатор КПФ-1 для частот от 50 до 8000 гц и, следовательно, появилась реальная возможность внедрения метода в поверочную практику.

Упрощенная принципиальная схема проверки фазометров при помощи прямоугольно-координатного компенсатора приведена на рис. 2. В основу ее положен метод компенсации части (U_x) напряжения, приложенного к параллельной цепи фазометра, геометрической суммой двух падений напряжения, одно из которых (U_c) совпадает по фазе с током, протекающим по последовательной цепи фазометра, а другое (U_k) находится с ним в квадратуре. На рис. 2 синфазное и квадратурное отсчетные устройства (*A* и *B*) представлены в виде реохордов. В компенсаторах, выпускаемых промышленностью, каждое из них обычно состоит из двух ступеней — одной декады и реохорда. В момент компенсации значение угла сдвига фаз φ_n может быть определено из выражения

$$\varphi_n = \arctg \frac{U_k}{U_c}. \quad (1)$$

Вследствие угловых погрешностей элементов цепи — измерительного трансформатора тока, делителя напряжения и компенсатора — действи-

тельное значение угла сдвига фаз может отличаться от величины, определенной по формуле (1).

Оценим возможную величину погрешности, вносимой этими элементами цепи, и выясним их влияние на результат измерения при поверках фазометров.

Если комплекс тока последовательной цепи поверяемого фазометра и комплекс напряжения в его параллельной цепи обозначить соответственно через

$$\begin{aligned} \dot{I}_\Phi &= I_\Phi; \\ \dot{U}_\Phi &= U_\Phi e^{j\varphi}, \end{aligned} \quad (2)$$

тогда комплекс напряжения, подаваемого с делителя напряжения на компенсатор, может быть представлен в виде

$$\dot{U}_x = \frac{U_\Phi}{K_2} e^{j(\varphi + \alpha_2)}, \quad (3)$$

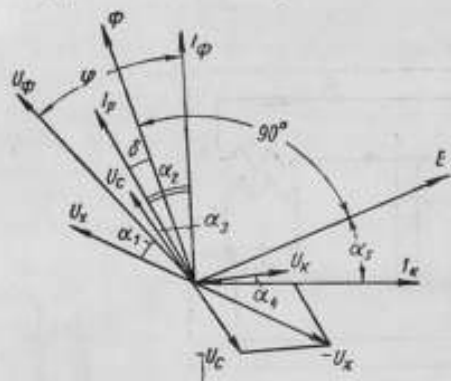


Рис. 3. Векторная диаграмма.

Φ — магнитный поток катушки взаимной индукции; \mathcal{E} — э. д. с. во вторичной цепи катушки взаимной индукции.

где K_2 — коэффициент делителя напряжения;

α_1 — угловая погрешность делителя напряжения, равная углу сдвига фаз между входным (U_Φ) и выходным (U_x) напряжениями делителя, принятая положительной, если вектор выходного напряжения опережает вектор входного напряжения.

На векторной диаграмме на рис. 3 рассмотрен случай, когда угловые погрешности всех элементов цепи положительны, причем они для наглядности показаны не в масштабе, а значительно увеличенными.

Комплекс тока в рабочей цепи компенсатора выразится в виде

$$\dot{I}_p = \frac{I_\Phi}{K_T} e^{j\alpha_2}, \quad (4)$$

где

K_T — коэффициент трансформации трансформатора тока T ;

α_2 — угловая погрешность трансформатора тока.

Комплекс падения напряжения на синфазном отсчетном устройстве в момент компенсации

$$\dot{U}_c = \dot{I}_p Z_c = \frac{I_\Phi}{K_T} z_c e^{j(\alpha_2 + \alpha_3)} = U_c e^{j(\alpha_2 + \alpha_3)},$$

при этом

$$U_c = \frac{I_\Phi}{K_T} z_c; \quad (5)$$

z_c и α_3 — соответственно модуль и аргумент полного сопротивления синфазного отсчетного устройства.

Напряжение на квадратурном отсчетном устройстве в момент компенсации

$$\dot{U}_x = \dot{I}_x Z_x = \dot{I}_x z_x e^{j\alpha_4}, \quad (6)$$

где \dot{I}_x — комплекс тока во вторичной цепи катушки взаимной индуктивности;

z_x и α_4 — соответственно модуль и аргумент сопротивления квадратурного отсчетного устройства в момент компенсации.

Так как

$$i_k = \frac{\dot{E}}{Z_n} = \frac{\dot{E}}{z_n e^{j\alpha_n}} = \frac{\omega M I_\Phi}{K_T z_n} e^{j(\alpha_n - \alpha_s - 90 - \delta)},$$

то

$$\dot{U}_k = \frac{\omega M I_\Phi}{K_T z_n} z_k e^{j(\alpha_n + \alpha_k - \alpha_s - 90 - \delta)} = U_k e^{-j(90 + \delta - \alpha_n - \alpha_k + \alpha_s)},$$

при этом

$$U_k = \frac{\omega M I_\Phi}{K_T z_n} z_k; \quad (7)$$

здесь z_n и α_n — соответственно модуль и аргумент полного сопротивления всей вторичной цепи катушки взаимной индуктивности; M — коэффициент взаимной индукции; δ — угол сдвига фаз между током и потоком в первичной цепи катушки взаимной индуктивности.

Измеряемое компенсатором напряжение на выходе делителя может быть определено из выражения

$$\dot{U}_x = \dot{U}_c - \dot{U}_k$$

или

$$U_x e^{j(\varphi + \alpha_1)} = U_c e^{j(\alpha_1 + \alpha_2)} - U_k e^{-j(90 + \delta - \alpha_n - \alpha_k + \alpha_s)}. \quad (8)$$

Разделив правую и левую части последнего уравнения на $e^{j\alpha_1}$ и представив правую часть в тригонометрической форме, нетрудно получить выражение для определения искомого угла φ с учетом угловых погрешностей элементов цепи:

$$\varphi = \arcs \operatorname{tg} \frac{\sin \alpha_n + b \sin (90 + \delta - \alpha_n + \alpha_s)}{\cos \alpha_n - b \cos (90 + \delta - \alpha_n + \alpha_s)} - \alpha_1 + \alpha_2, \quad (9)$$

где b — отношение отсчетов квадратурной и синфазной составляющих в момент компенсации ($b = \frac{U_k}{U_c}$).

Погрешность расчетной формулы (1), возникающая вследствие фазовых погрешностей элементов цепи, может быть выражена в виде

$$\Delta\varphi = \varphi_a - \varphi = \arcs \operatorname{tg} b - \arcs \operatorname{tg} \frac{\sin \alpha_n + b \sin (90 + \delta - \alpha_n + \alpha_s)}{\cos \alpha_n - b \cos (90 + \delta - \alpha_n + \alpha_s)} - \alpha_1 + \alpha_2. \quad (10)$$

Очевидно, что разность первых двух членов характеризует фазовую погрешность компенсатора переменного тока, а оставшиеся два члена, α_1 и α_2 , являются соответственно угловыми погрешностями делителя напряжения и измерительного трансформатора тока.

Рассмотрим погрешность, вносимую компенсатором $\Delta\varphi_k$:

$$\Delta\varphi_k = \arcs \operatorname{tg} b - \arcs \operatorname{tg} \frac{\sin \alpha_n + b \sin (90 - \gamma)}{\cos \alpha_n - b \cos (90 - \gamma)}. \quad (11)$$

В выражении (11) через γ обозначен угол $\alpha_n - \alpha_s - \delta$.

Погрешность компенсатора зависит:

1) от угла α_n , определяющего погрешность синфазного отсчетного устройства или «синфазную» погрешность компенсатора;

2) от угла γ , определяющего отклонение от квадратуры угла сдвига фаз между рабочим током компенсатора и напряжением на квадратурном отсчетном устройстве, т. е. от «квадратурной» погрешности компенсатора;

3) от отношения отсчетов на квадратурном и синфазном устройствах $b = \frac{U_k}{U_c}$ в момент компенсации, зависящего от измеряемой величины,

Из выражения (11) очевидно, что при $b = 0$ (т. е. при измеряемом угле, равном нулю) погрешность $\Delta\varphi_k$ равна погрешности синфазного отсчетного устройства α_3 ; при $b = \infty$ (т. е. при угле, равном 90°), она достигает максимума и равна по величине погрешности квадратурного устройства γ . При других углах она зависит от соотношения синфазной и «квадратурной» погрешностей и может быть определена в каждом случае из выражения (11).

На рис. 4 приведены графики составляющих погрешностей компенсационного метода проверки фазометров, характеризующие зависимости этих погрешностей от измеряемого угла. Кривая 1 построена в предположении, что погрешность синфазного устройства равна нулю, а погреш-

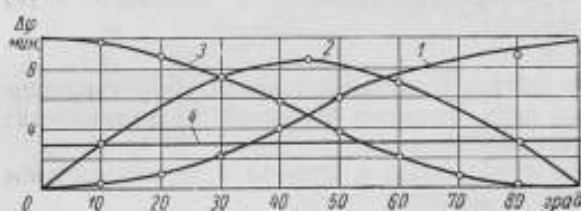


Рис. 4. Кривые составляющих погрешностей компенсационного метода проверки фазометров:

- 1 — погрешность вследствие отклонения от квадратуры на 10 мин.; 2 — погрешность от неточности определения b ; 3 — погрешность от реактивности синфазного устройства; 4 — угловая погрешность делителя и трансформатора.

сти элементов цепи, существенным источником фазовой погрешности компенсатора является погрешность, вызванная неточностью определения отношения отсчетов на его синфазном и квадратурном отсчетных устройствах. Эта погрешность может быть определена из выражения

$$\Delta\varphi_1 = \frac{d(\arctg b)}{db} \Delta b = \frac{\Delta b}{1+b^2}, \quad (12)$$

где Δb — погрешность определения b . Из выражений (5) и (7) следует, что $b = \frac{Mz_k}{z_n \cdot z_c}$, а значит погрешность Δb зависит от точности подгонки и градуировки сопротивлений z_k , z_n и z_c , от точности поддержания частоты и от постоянства коэффициента взаимной индукции M .

Погрешность Δb зависит как от неточности изготовления отсчетных устройств, так и от наличия паразитных токов и э. д. с. взаимной индукции, возникающих в цепи нулевого показателя и в цепи отсчетного квадратурного устройства. Емкостные токи, протекая по квадратурному устройству, могут вызвать в нем дополнительные падения напряжения, искажающие значения b . Э. д. с., возникающие в результате индуктивных связей цепи нулевого указателя с цепью рабочего тока, могут привести к неправильной компенсации, а следовательно, к погрешности измерения. Из выражения (12) очевидно, что погрешность от неточности определения отношения достигает максимального значения при равенстве показаний отсчетных устройств, т. е. при измерении углов, близких к 45° .

Кривая 2 на рис. 4 характеризует зависимость этой погрешности от измеряемого угла и построена для случая, когда отношение $b = \frac{U_k}{U_c}$ определено с погрешностью 0,5%, т. е. $\Delta b = 0,005 b$.

Кроме рассмотренных погрешностей, на результат измерения может влиять отличие частоты переменного тока от номинальной, что скажется на отсчете квадратурной составляющей. Эта погрешность, так же как и погрешность от наводок на цепь нулевого указателя, может рассматриваться как погрешность определения отношения b .

Изменение частоты на 0,5% может вызвать изменение b также на 0,5%, что соответствует максимальной дополнительной погрешности при изменении угла в 45° (рис. 3, кривая 2) порядка 10 мин.

Применение приведенных расчетных формул позволяет оценить фазовые погрешности, вносимые компенсатором, делителем напряжения, измерительным трансформатором, и выбрать необходимые элементы цепи для проверки фазометров с достаточной точностью.

Если применить для проверки фазометров компенсатор типа Р-56 завода «Точэлектроприбор», то фазовая погрешность (при работе компенсатора на пределе 1,6 в) по данным завода составляет не более 20 мин. В комплект компенсатора входит делитель напряжения типа Р-501, погрешности которого при частоте 50 гц не превышают 6 мин., и измерительный трансформатор тока типа И-55 класса 0,2, погрешности которого (при номинальном токе) не превышают 10 мин.

В худшем случае, когда погрешности складываются, общая фазовая погрешность проверки фазометров не будет больше 36 мин. Такая точность достаточна для проверки фазометров класса 1,5 без введения поправок.

Если известны знаки и величина составляющих погрешностей, то возможно повысить точность проверки компенсационным методом, применяя расчетную формулу (9) вместо упрощенной формулы (1). При этом систематическая фазовая погрешность результата измерения почти полностью исключается; исключение погрешности отношения b затруднительно, так как она определяется рядом случайных факторов (например, износом реохорда, неточностью отсчета, наличием наводок, неучтенным изменением частоты и т. д.).

На рис. 5 приведена схема проверки фазометра с помощью комплекта компенсатора типа Р-56.

Для исключения погрешности измерительного трансформатора тока и погрешности синфазного отсчетного устройства компенсатора в схеме предусмотрено применение безреактивного сопротивления r , которое должно быть рассчитано на ток, равный номинальному току проверяемого фазометра.

В качестве таких сопротивлений можно рекомендовать набор безреактивных шунтов завода «Эталон» для токов до 10 а, имеющих постоянную времени, не превышающую $1 \div 2 \cdot 10^{-7}$ сек., что при частоте 50 гц может дать угловую погрешность, не превышающую 0,2 мин.

Из выражения (9) очевидно, что погрешность тока измерительного трансформатора, так же как и погрешность коэффициента деления делителя напряжения, не влияет на результат, вследствие чего требования к этим элементам цепи снижаются. Коэффициенты трансформатора тока и делителя напряжения при проверке следует выбирать такими, чтобы рабочий ток компенсатора был по возможности более близким к номинальному; это обеспечит участие в измерении всего отсчетного устройства компенсатора, а также получение достаточной чувствительности схемы.

Компенсационный метод проверки фазометров на частоте 50 гц может применяться также с использованием в качестве компенсатора переменного

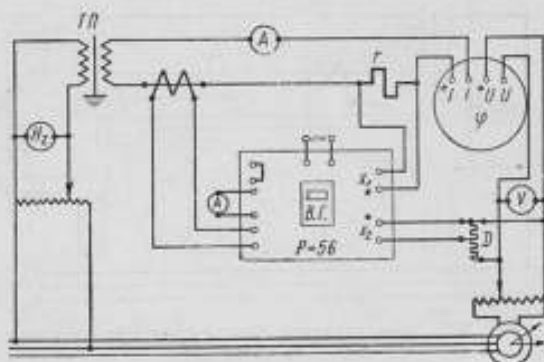


Рис. 5. Схема проверки фазометров при помощи компенсатора типа Р-56.

ТП — разделительный трансформатор.

тока прибора типа АИТ (завода «Точэлектроприбор»), обычно широко применяемого для проверок измерительных трансформаторов тока. Анализ погрешностей этого прибора показывает, что применение его возможно для проверки фазометров только классов 2,5 и 4,0 при частоте 50 гц.

Схема проверки с применением прибора типа АИТ (рис. 6) в основном не отличается от схемы, приведенной на рис. 5. Однако в связи с тем, что рабочий ток АИТ равен 5 а, проверка фазометров с номинальным током 5 а может производиться без применения трансформатора тока или с применением любого трансформатора тока со вторичным током 5 а, имеющего достаточно малую угловую погрешность.

При проверке с помощью прибора типа АИТ измеряемый угол подсчитывается по формуле

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\delta}{f \cdot 34,38}, \quad (13)$$

где f — значение, отсчитанное по шкале «%»;
 δ — значение, отсчитанное по шкале «минуты» в момент компенсации.

Для проверки фазометров классов 1,5; 2,5 и 4 при повышенных частотах (400, 1000, 2400 и 8000 гц) может быть применен ком-

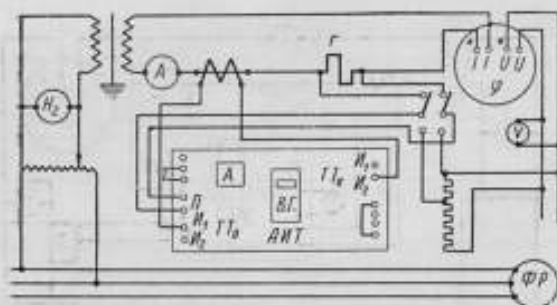


Рис. 6. Схема проверки фазометров при помощи прибора типа АИТ.

пенсатор переменного тока типа КПФ-1 завода «Эталон» [4], принципиально отличающийся возможностью переключения катушки взаимной индуктивности для работы при различных фиксированных частотах. Рабочий ток компенсатора, так же как в приборе типа АИТ, равен 5 а. Делитель напряжения, рассчитанный на работу при напряжениях до 380 в, встроен в конструкцию компенсатора.

Компенсатор обеспечивает возможность измерения угла сдвига фаз между током и напряжением при практически синусоидальных формах кривых переменного тока и напряжения с погрешностью $\pm 30'$ при частотах 50, 400 и 1000 гц и $\pm 1^\circ$ при частотах 2400 и 8000 гц.

При проверках на повышенных частотах питание цепи осуществляется от звукового генератора через два усилителя (для цепи тока и напряжения) с фазовращателями, скомплектованными в стойке типа ИЗЧ завода «Эталон». В качестве нулевого указателя применяется усилитель переменного тока, типа ЭЛУР-3 завода «Эталон» с осциллоскопом на выходе, настроенный на ряд фиксированных частот. Существующие типы компенсаторов, кратко рассмотренные выше, обеспечивают проверку фазометров классов 1,5; 2,5 и 4,0 и, если ввести поправки на элементы цепи, то также и класса 1,0. Фазометры более высокого класса точности пока серийно промышленностью не выпускаются и имеются в обращении только в единичных экземплярах. Для их проверки необходима разработка более точных компенсаторов переменного тока с соответствующими делителями напряжения и измерительными трансформаторами тока, причем для проверки фазометра класса 0,5 полная погрешность поверочной цепи, определяемая из выражения (9), не должна превышать 10—12 мин.

Следует также иметь в виду, что при проверке фазометров любым методом весьма существенным является применение источников питания, дающих практически синусоидальную форму кривых тока и напряжения, так как показания наиболее распространенных электродинамических фазометров зависят от формы кривых тока и напряжения [5].

Кроме того, искажения кривых могут влиять по-разному на показания образцового и поверяемого прибора — компенсатор переменного тока измеряет сдвиг фаз между основными гармониками кривых тока и напря-

жения; показания же электродинамических фазометров зависят не только от сдвига фаз между основными гармониками, но также от соотношения между действующими значениями высших гармоник и от сдвига фаз между токами и напряжениями этих гармоник. Поэтому при значительных искажениях кривых тока и напряжения, питающих поверочную цепь, могут быть получены неверные результаты. Однако опыт показывает, что при коэффициенте нелинейных искажений кривой тока и напряжения, не превышающем 5%, поверка электродинамических фазометров классов 1,5; 2,5 и 4 может вестись компенсационным методом без существенной дополнительной погрешности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Инструкция по поверке фазометров № 194-54.
2. А. Д. Нестеренко, «Измерительная техника», № 7, 1940.
3. А. Д. Нестеренко, Известия Киевского ордена Ленина Политехнического института, т. XI, 1952.
4. Информационный листок ВНИИК, № 235, ЭИ-46, 1957.
5. А. Д. Нестеренко и В. Л. Уласик, Известия Киевского ордена Ленина Политехнического института, т. XV, 1954.

**ОСОБЕННОСТИ ИСПЫТАНИЯ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ
ПРИ ОДНОВРЕМЕННОМ НАМАГНИЧИВАНИИ
В ПОСТОЯННОМ И ПЕРЕМЕННОМ ПОЛЯХ**

В настоящее время для расчета различных устройств, содержащих сердечники из ферромагнитного материала, намагничиваемые одновременно в переменном и постоянном полях, пользуются либо математическим выражением основной кривой намагничения [1], либо семейством кривых, полученных экспериментально [2]. На практике чаще применяется последний вид расчетов, причем различные авторы при расчетах пользуются разного рода семействами кривых. Наиболее распространенными являются два вида зависимостей:

1) зависимость проницаемости, определенной по переменным составляющим индукции и напряженности поля, от переменной составляющей напряженности поля при различных фиксированных значениях напряженности постоянного поля, т. е. $\mu_{\Delta} = f(H_{\sim})$ при $H_0 = \text{const}$ (иногда используются непосредственно кривые зависимости индукции от напряженности поля $B_{\sim} = f(H_{\sim})$ при $H_0 = \text{const}$);

2) зависимость проницаемости, определенной по переменным составляющим, от напряженности постоянного поля при различных фиксированных значениях напряженности переменного поля, либо индукции, т. е. $\mu_{\Delta} = f(H_0)$ при $H_{\text{max}} = \text{const}$, либо $B_{\text{max}} = \text{const}$.

Ряд авторов установил, что первый и второй виды семейств весьма существенно зависят от формы волны переменных составляющих, вследствие чего их целесообразно определять в двух граничных режимах: при синусоидальном характере изменения напряженности магнитного поля и при синусоидальной индукции.

Величины проницаемости, соответствующие упомянутым двум семействам, могут быть различными в зависимости от метода их определения. Наиболее часто используются метод измерения средних значений э. д. с., индуктированных в измерительной обмотке на образце, и мостовой метод.

Некоторые авторы [2] утверждают, что необходимо снимать магнитные характеристики непосредственно на реальных сердечниках магнитных усилителей и недостаточно определять их на отдельном образце, так как характеристики могут различаться в зависимости от формы образца и схемы, в которой в последующем будет работать то или иное устройство. Последнее будет справедливо, когда речь идет об электрических характеристиках различных устройств, поскольку на эти характеристики могут оказать существенное влияние потоки рассеяния, различные для различных форм сердечников, а также схемы соединения обмоток. В тех же случаях, когда нас интересуют характеристики материала, то, как показали опыты, проведенные в магнитной лаборатории ВНИИМ [3], можно ограничиваться испытанием на одном кольцевом сердечнике по схеме, приведенной на рис. 1. Если в этой схеме в качестве измерительного прибора служит вольтметр, измеряющий среднее значение э. д. с., то проницае-

мость, характеризующая свойства материала при одновременном намагничивании в переменном и постоянном полях, подсчитывается по формуле

$$\mu_{\Delta} = \frac{B_{\max} - B_{\min}}{H_{\max} - H_{\min}}, \quad (1)$$

где B_{\max} и H_{\max} — максимальные значения индукции и напряженности поля;

B_{\min} и H_{\min} — минимальные значения индукции и напряженности поля.

Величины $B_{\max} - B_{\min}$ и $H_{\max} - H_{\min}$ могут быть подсчитаны непосредственно по средним значениям э. д. с., измеренным в измерительной обмотке ($\omega_{2\sim}$) на образце (E_{2med}) и во вторичной обмотке катушки взаимной индуктивности (E_{Mmed}):

$$B_{\max} - B_{\min} = \frac{E_{2med} \cdot 10^8}{2 \cdot f \cdot s \cdot \omega_{2\sim}}; \quad (2)$$

$$H_{\max} - H_{\min} = \frac{0,1 E_{Mmed} \cdot \omega_{\sim}}{f \cdot M \cdot r_{med}}, \quad (3)$$

где M — коэффициент взаимной индуктивности катушки в гн;

f — частота намагничивающего тока в гц;

s — площадь сечения образца в см²;

r_{med} — средний радиус кольцевого образца в см;

ω_{\sim} — число витков обмотки цепи переменного тока.

Применяя схему, изображенную на рис. 1, можно определять оба вида семейств кривых, упомянутых ранее.

Наряду с этой схемой при измерениях в диапазоне звуковых частот пользуются также мостовыми и компенсационными методами измерений, в настоящей статье не рассматриваемыми.

Чтобы доказать, что для определения характеристик можно ограничиться одним образцом, были проведены опыты, подтверждающие, что в простейших магнитных усилителях, при различных схемах включения их обмоток, характеристики материала сердечника не будут существенно отличаться от характеристик, полученных на отдельном образце. С этой целью были сняты кривые зависимости проницаемости от напряженности постоянного поля для материала сердечника магнитного усилителя, собранного как по схеме параллельного, так и последовательного соединения обмоток переменного тока.

На рис. 2 и 3 даны принципиальные схемы соединений для подобных испытаний. Используя указанные схемы, можно получить кривые зависимости $\mu_{\Delta} = f(H_0)$, либо $\mu_{\Delta} = f(H_{\sim})$ как в условиях синусоидального магнитного потока, так и в условиях синусоидального намагничивающего тока. При этом определяются характеристики материала одного из сердечников, так как производится измерение амплитудных значений напряженности переменного намагничивающего поля и переменной составляющей магнитной индукции в образце.

В табл. 1 и 2 (стр. 129 и 130) дано сравнение результатов определения средней проницаемости на отдельном образце стали Э42 и на том же образце, но являющемся сердечником магнитного усилителя, причем данные, приведенные в табл. 1, получены при последовательном соединении обмоток переменного тока магнитного усилителя, а в табл. 2 — при параллельном их соединении.

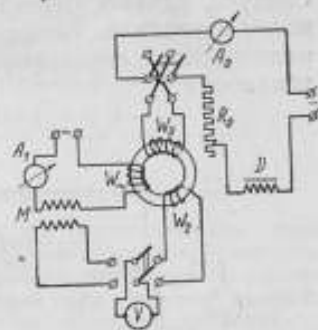


Рис. 1. Принципиальная схема определения средней проницаемости на отдельном образце:

V — вольтметр; A_1 — амперметр для измерения эффективного значения переменного тока; A_2 — амперметр постоянного тока; M — катушка взаимной индуктивности; D — дроссель; R_0 — регулировочное сопротивление.

Анализ табл. 1 и 2 показывает, что значения средней проницаемости, определенной по схеме, приведенной на рис. 1, на отдельном образце с допустимой для практики точностью совпадают со значениями, полученными для того же образца, но являющегося сердечником магнитного усилителя. Имеющееся расхождение (10%) объясняется некоторой неидентичностью двух образцов и их обмоток, а также искажением кривых напряженности поля и индукции при больших постоянных полях.

Все сказанное выше позволяет сделать заключение о том, что при определении свойств материала в условиях комбинированного намагничивания достаточно ограничиться испытанием одного образца из данного материала, используя при этом схему, аналогичную приведенной на рис. 1. Следует, однако, отметить допустимость определения средней проницаемости материала также и на образце, являющемся сердечником магнитного усилителя.

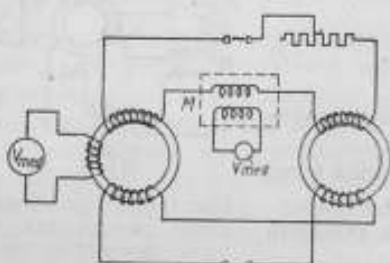


Рис. 2. Принципиальная схема определения средней проницаемости на образце, являющемся сердечником простейшего магнитного усилителя с последовательным соединением обмоток переменного тока.

V_{med} — вольтметр, измеряющий среднее значение напряжения.

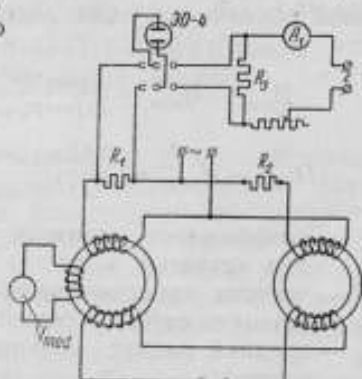


Рис. 3. Принципиальная схема определения средней проницаемости на образце, являющемся сердечником магнитного усилителя с параллельным соединением обмоток переменного тока.

ЭО-4 — электронный осциллограф; $R_1 = R_2$ — образцовые сопротивления.

Указанным выводом целесообразно воспользоваться, в частности, для определения зависимости постоянной составляющей индукции B_0 от напряженности постоянного поля H_0 . В последнее время возникла необходимость в измерении таких характеристик, однако в литературе отсутствует методика их определения. Лишь в одной работе [4] дается схема, предназначенная для определений характеристик вида $B_0 = f(H_0)$. Эта схема, однако, не допускает испытания материалов при высоких значениях переменной составляющей индукции, так как при этом по цепи баллистического гальванометра протекают значительные индуктированные токи, недопустимые для гальванометра.

В то же время в большинстве случаев требуется производить испытания материалов в широком диапазоне постоянных и переменных индукций. С этой целью можно предложить схему с двумя сердечниками, изображенную на рис. 4. Указанная схема представляет собой один из простейших магнитных усилителей с последовательным включением обмоток переменного тока. Использование такой схемы позволило расширить диапазон измерений по переменной составляющей индукции с 1500 до 15 000 гс. Это оказалось возможным ввиду того, что измерительные обмотки w_2' и w_2'' включены встречно и, следовательно, индуктированные в них э. д. с. взаимно компенсируются (в отсутствие намагничивания постоянным полем). При наложении постоянного поля (в режиме синусоидального намагничивающего тока) в кривых переменной составляющей индукции

и, следовательно, в кривых индуктированных э. д. с. появляются четные гармоники:

$$e' = E'_{1\max} \cdot \sin(\omega t + \varphi'_1) + E'_{2\max} \cdot \sin(2\omega t + \varphi'_2) + \\ + E'_{3\max} \cdot \sin(3\omega t + \varphi'_3) + E'_{4\max} \cdot \sin(4\omega t + \varphi'_4) + \dots$$

$$e'' = E''_{1\max} \cdot \sin(\omega t + \varphi''_1) + E''_{2\max} \cdot \sin(2\omega t + \\ + \varphi''_2) + E''_{3\max} \cdot \sin(3\omega t + \varphi''_3) + \\ + E''_{4\max} \cdot \sin(4\omega t + \varphi''_4) + \dots$$

Поскольку сердечники I и II выбраны идентичными, то $|e'| = |e''|$, причем $E'_{1\max} = E''_{1\max} = E_{1\max}$, $E'_{2\max} = E''_{2\max} = E_{2\max}$ и т. д. В сердечниках I и II векторы напряженности постоянного поля имеют противоположное направление, вследствие чего четные гармоники индуктированных в этих сердечниках э. д. с. сдвинуты по фазе на 180° : $\varphi''_2 = \varphi'_2 + \pi$, $\varphi''_4 = \varphi'_4 + \pi$, причем $|\varphi''_2| = |\varphi'_2| = \varphi_2$, $|\varphi''_4| = |\varphi'_4| = \varphi_4$ и т. д.

Суммарная э. д. с. в цепи mW_s — милливольтметра

$$e = e' - e'' = 2E_{2\max} \cdot \sin(2\omega t + \varphi_2) + 2E_{4\max} \cdot \sin(4\omega t + \varphi_4) + \\ + 2E_{6\max} \cdot \sin(6\omega t + \varphi_6) + \dots$$

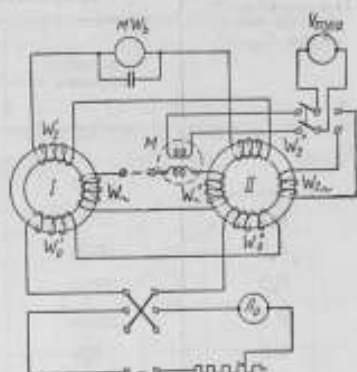


Рис. 4. Принципиальная схема определения постоянной составляющей индукции в условиях одновременного намагничивания в постоянном и переменном полях.

Таблица I

Напряженность постоянного поля H_0 , э	Средняя проницаемость (ед. CGS)			
	Синусоидальный характер намагничивающего тока		Синусоидальный характер магнитной индукции	
	отдельный образец	схема магнитного усилителя (последовательное соединение обмоток)	отдельный образец	схема магнитного усилителя (последовательное соединение обмоток)
0	6800	6950	6800	6800
0,1	5700	5600	5900	5900
0,2	3900	3400	4700	4950
0,3	2700	2400	4000	4350
0,4	2100	2000	3450	3850
0,5	1800	1700	3150	3400
0,6	1500	1500	2850	3100
0,7	1400	1400	2600	2850
0,8	1300	1300	2400	2600
0,9	1200	1200	2200	2500
1,0	1100	1100	2050	2300
1,2	1000	950	—	—
1,4	840	850	—	—
1,6	750	750	—	—
1,8	650	650	—	—
2,0	600	600	—	—

Таблица 2

Напряженность постоянного поля H_0 , э	Средняя проницаемость (ед. CGS)			
	Синусоидальный характер намагничивающего тока		Синусоидальный характер магнитной индукции	
	отдельный образец	схема магнитного усилителя (парал- лельное соединение обмоток)	отдельный образец	схема магнитного усилителя (парал- лельное соединение обмоток)
0	6800	6850	6800	6750
0,1	5700	5650	5900	5900
0,2	3900	3400	4700	4700
0,3	2700	2400	4000	4000
0,4	2100	2000	3450	3500
0,5	1800	1750	3150	3100
0,6	1500	1500	2850	2800
0,7	1400	1400	2600	2600
0,8	1300	1300	2400	2400
0,9	1200	1200	2200	2200
1,0	1100	1100	2050	2050
1,2	1000	1000	1800	1800
1,4	840	850	1550	1500
1,6	750	750	1300	1300
1,8	650	650	1150	1150
2,0	600	600	1050	1000

Примечание к табл. 1 и 2. В режиме синусоидального намагничивающего тока в процессе измерений поддерживалось неизменным амплитудное значение напряженности поля $H_{\max} = 0,6$ э; в режиме синусоидальной индукции поддерживалось неизменным амплитудное значение индукции $B_{\max} = 4150$ эс.

Таким образом, по измерительной цепи через миллиамперметр будут протекать только токи четных гармоник.

Поскольку обмотки постоянного тока (W_0 и W_0^*) тоже включены встречно, то токи четных гармоник будут протекать и по этой цепи. Четные гармоники тока вызывают появление четных гармоник напряженности поля, создаваемых обмотками постоянного тока и измерительными обмотками. Чем больше амплитуды напряженности поля четных гармоник, тем меньше амплитуды четных гармоник магнитной индукции, а следовательно, и индуктированных э. д. с.

Поэтому, при малом сопротивлении цепи постоянного тока и большом числе витков W_0 и W_0^* (рис. 4), когда амплитудные значения четных гармоник напряженности поля достаточно велики, амплитудные значения четных гармоник индуктированных э. д. с. в измерительной цепи малы. Используя схему, приведенную на рис. 4, и применяя достаточно большое число витков обмоток постоянного тока, можно значительно снизить переменные токи, протекающие через миллиамперметр; кроме того, последний можно шунтировать емкостью. При достаточно малых переменных токах, протекающих по измерительной цепи, целесообразно с целью повышения точности измерений, заменить миллиамперметр баллистическим гальванометром.

Пользуясь предложенной схемой, кривые зависимости $B_0 = f(H_0)$ можно определять как в режиме синусоидальной индукции, так и в режиме синусоидального переменного тока. В первом случае индуктивное сопро-

тивление цепи переменного тока должно быть значительно больше активного, во втором — наоборот.

Если при синусоидальном намагничивающем токе использовать значительное число витков обмотки постоянного тока, то четные гармоники появятся в кривой напряженности поля, создаваемого обмоткой постоянного тока; в кривой же индукции останутся главным образом нечетные гармоники, соответствующая которым э. д. с. в измерительной цепи будет компенсирована, ввиду идентичности сердечников.

При синусоидальном характере изменения магнитной индукции все нечетные гармоники содержатся в кривой намагничивающего тока, который тоже не содержит четных гармоник. Последнее связано с тем, что в течение

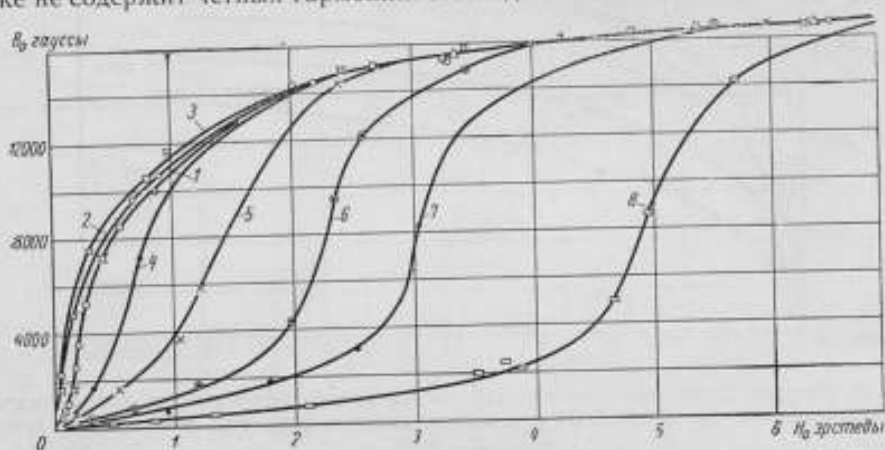


Рис. 5. Кривые зависимости постоянной составляющей индукции от напряженности постоянного поля для стали Э310 при синусоидальном характере напряженности переменного поля и H_{\max} равном:

1 — 0 э; 2 — 0,15 э; 3 — 0,3 э; 4 — 1,4 э; 5 — 2,5 э; 6 — 4,1 э; 7 — 5,4 э; 8 — 8,8 э.

каждого полуцикла переменная составляющая магнитного потока в одном из сердечников совпадает по направлению с постоянной составляющей потока, а в другом — направлена навстречу постоянной составляющей. Вследствие этого четные гармоники в цепи переменного тока, обусловленные наличием сердечника I, находятся в противофазе с четными гармониками, создаваемыми сердечником II.

Если четные гармоники отсутствуют в кривой напряженности поля, то они должны появиться в кривой индукции. Метод уменьшения этих четных гармоник аналогичен рассмотренному ранее при синусоидальном характере изменения намагничивающего переменного тока.

В качестве примера получения зависимостей $B_0 = f(H_0)$ по приведенной выше схеме на рис. 5 и 6 даны соответствующие кривые для стали Э310 с толщиной листа 0,35 мм, определенные на частоте 50 гц. Кривые на рис. 5 определялись при практически синусоидальной напряженности поля, а кривые на рис. 6 — при практически синусоидальной магнитной индукции*.

Анализ результатов измерений показывает, что общий вид характеристик существенно зависит от режима намагничивания. Поэтому при расчетах и исследованиях целесообразнее пользоваться семейством характеристик, определенных в том режиме, который ближе соответствует рабочим условиям изучаемого устройства.

Анализ результатов экспериментальных исследований показывает также, что при небольших значениях напряженностей постоянного и пере-

* При испытании образца в режиме синусоидальной напряженности поля в цепь постоянного тока включается дроссель для уменьшения четных гармоник напряженности поля и для этой же цели использовалось малое число витков ω_1 и ω_2 .

менного поля можно заметить некоторое увеличение постоянной составляющей индукции (B_0) по сравнению со значениями, полученными в отсутствии переменного поля. Характер такого изменения постоянной составляющей индукции показан на рис. 7.

Увеличение постоянной составляющей индукции, наблюдаемое при измерениях, можно объяснить наличием явления гистерезиса в ферро-

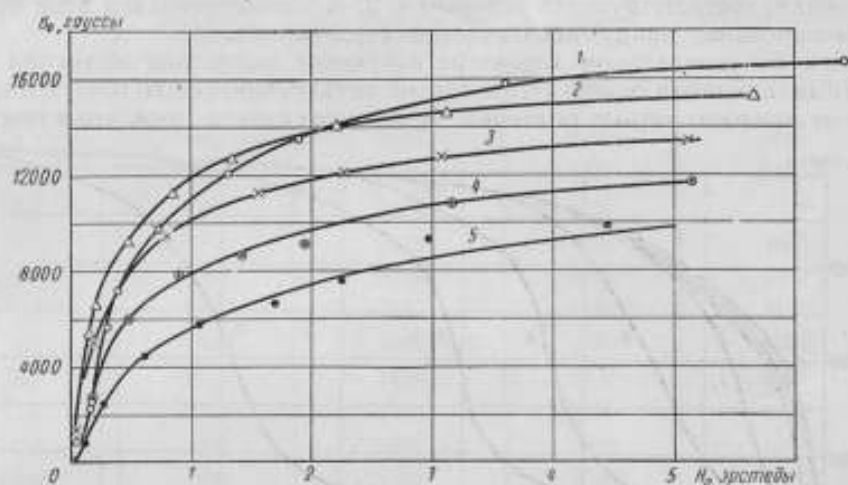


Рис. 6. Кривые зависимости постоянной составляющей индукции от напряженности постоянного поля для стали Э310 при синусоидальном характере магнитной индукции и B_{max} равном:

1 — 0 эс; 2 — 2800 эс; 3 — 5750 эс; 4 — 8250 эс; 5 — 10 800 эс.

магнитных материалах. Если пользоваться для определения зависимости $B_0 = f(H_0)$ упрощенными графическими методами расчета [5], то погрешность может достигать нескольких десятков процентов, а в отдельных случаях и сотни процентов. Упомянутая погрешность объясняется недоучетом явления гистерезиса.

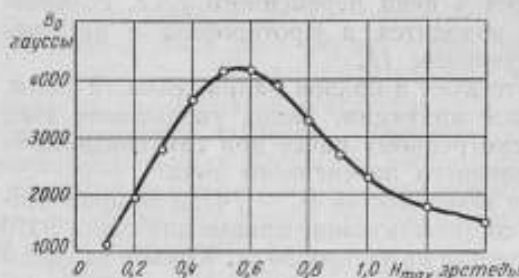


Рис. 7. Кривая зависимости постоянной составляющей магнитной индукции от напряженности синусоидального поля частотой 50 гц для стали Э41 при напряженности постоянного поля $H_0 = 0,2$ эс.

магнитной индукции. Приведенные в табл. 3 данные такого расчета и эксперимента подтверждают допустимость описанной выше методики измерений постоянной составляющей индукции*.

* Данные, приведенные в табл. 3, соответствуют напряженности постоянного поля $H_0 = 1,6$ эс; материал испытуемого образца — сталь листовая электротехническая Э41.

Подсчет постоянной составляющей индукции при работе по схеме с двумя идентичными образцами производился по формуле

$$B_0 = \frac{C\alpha}{2(s'W_2^2 + s''W_2^2)},$$

где C — постоянная милливеберметра, либо баллистического гальванометра;

α — отклонение указателя по шкале;

s' и s'' — площади поперечного сечения образцов I и II.

Таблица 3

Амплитудное значение напряженности синусоидального поля H_{\max} , э	Значение постоянной составляющей индукции B_0 , гс	
	полученное графоаналитическим путем	полученное экспериментально
0	6650	6650
0,2	7050	7200
0,6	7500	7700
1,2	8000	7950
2,0	7050	7300

Поскольку для компенсации нечетных гармоник индуктированных э. д. с. принимается $W_2' = W_2''$, то формула приобретает вид

$$B_0 = \frac{C\alpha}{2W_2^2(s' + s'')} \quad (5)$$

Указанная формула выведена в предположении, что оба сердечника изготовлены из одного материала и имеют одинаковую индукцию B_0 , но площади сечения образцов могут несколько различаться. Переменная составляющая индукции B_{\max} при этом подсчитывается по формуле (2). При использовании кольцевых образцов величина амплитудного значения напряженности поля может подсчитываться по формуле (3).

Несмотря на то, что при пользовании схемой, приведенной на рис. 4, в режиме синусоидальной э. д. с. (индукции) в кривой напряженности поля могут присутствовать четные гармоники (хотя они и отсутствуют в намагничивающем токе), определение $H_{\max} - H_{\min}$ только по величине $E_{\text{мед}}$ не содержит погрешности.

Действительно, максимальное значение напряженности поля пропорционально среднему значению э. д. с., индуктированной во вторичной обмотке катушки взаимной индуктивности. Среднее же значение э. д. с. за полупериод не зависит от величины четных гармоник

$$E_{\text{мед}} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} [E_{1\max} \cdot \sin \omega t + E_{2\max} \cdot \sin (2\omega t + \varphi_2)] dt.$$

После интегрирования получим

$$E_{\text{мед}} = \frac{4E_{1\max}}{\omega T} + \frac{2E_{2\max}}{2\omega T} [-\cos (2\omega t + \varphi_2)]_0^{\frac{T}{2}}.$$

Ввиду того, что выражение в скобках равно нулю, а первый член представляет собой среднее значение напряжения первой гармоники, то среднее значение полной кривой оказывается равным среднему значению первой гармоники $E_{\text{мед}} = E_{1\text{мед}}$. Аналогичное выражение можно получить, если рассмотреть высшие четные гармоники.

Таким образом, измеряя среднее значение э. д. с. во вторичной обмотке катушки взаимной индуктивности, можно достаточно точно определить разность амплитуд напряженности поля, даже когда в ней содержатся еще и четные гармоники, создаваемые обмоткой постоянного тока.

Указанная особенность измерения напряжений вольтметрами, содержащими выпрямители, объясняет также рассмотренное в начале статьи совпадение значений средней проницаемости, определенной на отдельном образце и на образце, являющемся сердечником магнитного усилителя.

Для оценки погрешности определения постоянной составляющей индукции следует воспользоваться формулой закона сложения средних погрешностей (при этом следует учесть существование функциональной зависимости постоянной составляющей индукции как от напряженности постоянного H_0 , так и переменного H_{\max} полей).

В рассматриваемом случае формула будет иметь вид

$$R_{B_0} = \sqrt{\left(\frac{\delta C}{C}\right)^2 + \left(\frac{\delta \alpha}{\alpha}\right)^2 + 2\left(\frac{\delta s}{s}\right)^2 + \left(\frac{\partial B_0}{\partial H_{\max}} \cdot R_{H_{\max}} \cdot \frac{1}{B_0}\right)^2 + \left(\frac{\partial B_0}{\partial H_0} \cdot R_{H_0} \cdot \frac{1}{B_0}\right)^2} \quad (6)$$

где

$$R_{H_{\max}} = \sqrt{\left(\frac{\delta E_{M_{\text{med}}}}{E_{M_{\text{med}}}}\right)^2 + \left(\frac{\delta f}{f}\right)^2 + \left(\frac{\delta M}{M}\right)^2 + \left(\frac{\delta r_{\text{med}}}{r_{\text{med}}}\right)^2};$$

$$R_{H_0} = \sqrt{\left(\frac{\delta I_0}{I_0}\right)^2 + \left(\frac{\delta r_{\text{med}}}{r_{\text{med}}}\right)^2}.$$

Полагая из литературы [6 и 7], что

$$\frac{\delta E_{M_{\text{med}}}}{E_{M_{\text{med}}}} = 1,0\%; \quad \frac{\delta f}{f} = 0,5\%; \quad \frac{\delta M}{M} = 0;$$

$$\frac{\delta r_{\text{med}}}{r_{\text{med}}} = 0,2\%; \quad \frac{\delta I_0}{I_0} = 0,4\%;$$

получим $R_{H_{\max}} = 1,2\%$, $R_{H_0} = 0,45\%$.

В табл. 4 приведены результаты подсчета погрешности при испытании стали Э42 на частоте 50 гц. Данные таблицы показывают, что в рассматри-

Таблица 4

Амплитудное значение напряженности переменного поля H_{\max} , э	Напряженность постоянного поля H_0 , э	Относительная погрешность определения H_{\max} , %	Относительная погрешность определения H_0 , %	$\frac{\partial B_0}{\partial H_{\max}}$	$\frac{\partial B_0}{\partial H_0}$	Постоянная составляющая индукции B_0 , эс	Относительная погрешность определения постоянной составляющей индукции, подсчитанная по формуле закона сложения средних погрешностей, %
0,2	0,2	1,2	0,4	8250	8 000	1850	6,0
0,56	0,2	1,2	0,4	0	12 500	4120	1,2
1,0	0,2	1,2	0,4	-3250	8 000	2200	3,1

ваемом случае, как и обычно при магнитных измерениях [6], погрешность существенно зависит от магнитного состояния материала. Анализ погрешностей определения B_0 при испытании трансформаторных сталей показал, что величины погрешностей не превышают 7—8%.

ВЫВОДЫ

1. Определение характеристик ферромагнитных материалов в режиме одновременного намагничивания в переменном и постоянном полях (при использовании в качестве измерительного прибора вольтметра с выпрямителем) можно производить как на отдельном кольцевом образце, так и на образце, являющемся сердечником простейшего магнитного усилителя, собранного по схеме параллельного или последовательного соединения обмоток переменного тока.

2. Для определения зависимости постоянной составляющей индукции от напряженности постоянного поля целесообразно использовать схему с двумя идентичными испытуемыми образцами.

Указанную схему можно применять при различных формах кривых индукции и намагничивающего тока.

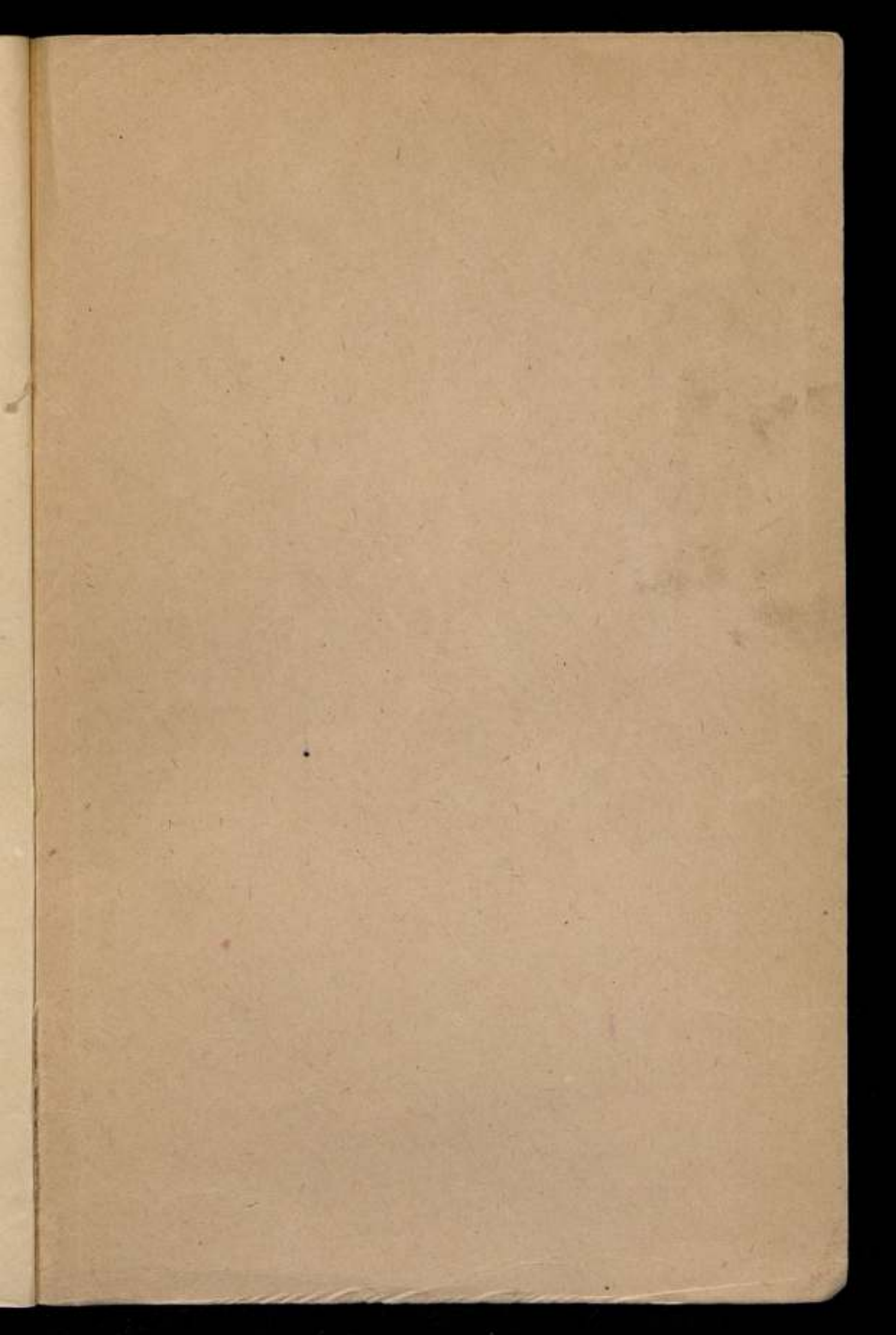
Погрешность определения постоянной составляющей, подсчитанная по формуле закона накопления средних погрешностей, в случае применения схемы, приведенной на рис. 4, не превышает 8%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. А. Бессонов, Электрические цепи со сталью, Госэнергоиздат, 1948.
2. М. А. Розенблат, Магнитные усилители, Госэнергоиздат, 1949.
3. Е. Т. Чернышев, Н. Г. Чернышева, Е. Н. Чечурина, «Физика металлов и металловедение», т. 1, вып. 1, 1955, стр. 92.
4. А. Д. Нестеренко, Труды Института электротехники АН УССР, вып. 8, 1952, стр. 25.
5. А. В. Башарин, «Электричество», № 1, 1956, стр. 17.
6. Е. Г. Шрамков, Труды ВНИИМ, вып. 1 (56), 1947, стр. 55.
7. Е. Н. Чечурина, Труды ВНИИМ, вып. 29 (89), 1956, стр. 109.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
С. В. Горбачевич. Анализ погрешностей при измерении на токовых весах э. д. с. эталонных нормальных элементов	5
М. А. Гуляев. Погрешности калибровки измерительных воздушных конденса- торов при повышенных частотах	21
Э. И. Зеликовский. Несимметричные полууравновешенные мосты пере- менного тока	30
Д. И. Зорин и А. М. Бродский. Мост для измерения малых емкостей при радиочастоте	40
Г. Ф. Папкратов. Измерение больших сопротивлений методом разряда конденсатора при постоянном напряжении	45
Н. М. Рудный, Н. П. Возженикова и В. Б. Эсрик. Переходная мера электрического сопротивления $\frac{1}{1000 \times 10}$ ом	52
Н. М. Рудный и В. Б. Эсрик. Комбинированная образцовая мера элект- рического сопротивления	61
Н. М. Рудный. Применение метода двойного уравновешивания однарного моста при сличении комбинированных мер малого сопротивления	71
А. С. Румянцев, А. А. Чухлицев и Е. П. Дубовик. О погреш- ностях шунтов для измерения больших токов	76
К. П. Широков. О точности поверки приборов электрического сопротивления А. Я. Безикович, Д. И. Зорин и М. С. Каяндер. Частотные погрешности ваттметров	86
Н. М. Рудный, А. З. Векслер и И. Ф. Кобяков. Стабилизированный источник синусоидального тока для поверки электроизмерительных при- боров	103
Т. Б. Рождественская. О поверке однофазных фазометров компенса- ционным методом	110
Е. Н. Чечурина. Особенности испытания ферромагнитных материалов при одновременном намагничивании в постоянном и переменном полях	118
	126



Цена 4 р. 25 к.