

70
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 28 (88)

МАШГИЗ • 1956





66211m

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 28 (88)

Под редакцией
профессора *Н. А. МАРЕНИНА*

БИБЛИОТЕКА
Всесоюзного научно-исследова-
тельского института метрологии
имени Д. И. Менделеева



ГОСУДАРСТВЕННОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МАШИНОСТРОИТЕЛЬНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ
МОСКВА 1956 ЛЕНИНГРАД

66211 м

Г
О
Б
Л
И
Ч
И
Е
К
Л
А
С
С
И
С
С
И
С
С
И
С
С
И

В настоящем сборнике помещены статьи, относящиеся к измерениям токов, напряжений и мощностей при частотах звукового диапазона, свойствам образцовых мер сопротивления и оценке свойств образцовых пьезокварцевых генераторов, применяемых при точных измерениях частоты.

Сборник рассчитан на научных и инженерно-технических работников, а также может представлять интерес для работников поверочных учреждений, измерительных лабораторий промышленных предприятий, студентов вузов и техникумов, специализирующихся по измерительной технике.

4
Ответственный редактор директор ВНИИМ
канд. техн. наук *М. Ф. Юдин*

ЛЕНИНГРАДСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ МАШГИЗА
Редакция литературы по конструированию
и эксплуатации машин
Заведующий редакцией *инж. Ф. И. Фетисов*

ПРЕДИСЛОВИЕ

Область применения переменных токов повышенных частот — до 20 000 гц — за последние годы значительно расширилась и продолжает расширяться, что накладывает на метрологию ряд обязательств: с одной стороны, разрабатывать методы и аппаратуру для проведения измерений с заданной точностью в цепях, питаемых переменными токами повышенной частоты, с другой — создавать методы и установки для поверки применяемых измерительных приборов. Настоящий сборник содержит, главным образом, последние работы лабораторий отдела электрических измерений ВНИИМ, касающиеся вопросов измерений и поверки на переменном токе повышенной частоты или так или иначе с ними связанных.

Статья К. П. Широкова „Применение квадрантного электромметра для поверки ваттметров на переменном токе повышенной частоты“ является результатом продолжения работы автора в области измерения на повышенных частотах. Сконструированный автором электромметр дает повышенную степень точности и позволяет применить описанную им же ранее аппаратуру для проверки амперметров и вольтметров, основанную на термоэлектрическом методе, для поверки ваттметров.

Комплектная установка для поверки ваттметров, амперметров и вольтметров на переменном токе нормальной и повышенной частот, где в основу положен термоэлектрический метод, описана в статье А. Я. Безикович и Д. И. Зорина; результаты исследования показали, что эта установка позволяет производить поверку приборов всех существующих классов точности на частотах до 20 000 гц .

Вопросу расширения пределов измерения тока на повышенных частотах применением измерительных трансформаторов тока посвящена статья М. С. Канидер „Образцовый измерительный трансформатор тока для диапазона частот 50—10 000 гц “, и две работы Т. Б. Рождественской: „Метод и аппаратура для поверки измерительных трансформаторов тока при повышенных частотах“ и „Погрешности измерительных трансформаторов тока в звуковом диапазоне частот“. Эти работы дают исчерпывающие данные как для расчета и проектирования таких измерительных трансформаторов, так и для их поверки.

Вопрос о дальнейшем увеличении номинальных значений образцовых мер электрического сопротивления от 10^5 до 10^6 и 10^7 ом рассмотрен в работе Д. Д. Вальчихина, Н. Г. Желудевой и Т. Б. Рождественской. В статье описывается конструкция образцовых катушек сопротивления на 10^6 и 10^7 ом , входящих в состав установки ВНИИМ для измерения больших сопротивлений, и излагаются результаты наблюдений за стабильностью этих катушек.

Три статьи О. А. Тхоржевского: „Об одной задаче техники частотных измерений, решаемой применением RC -фильтров нижних частот“, „Расчет ширины полосы захватывания расстроенного лампового LC -генератора на гармонике основного колебания“ и „Расчет полосы захватывания основной частоты генератора, стабилизированного пьезокварцевым элементом“ — касаются разделов теории переменных токов, связанных с измерительной техникой и устройством генераторов, питающих измерительные установки.

Наконец, в статье К. П. Широкова и В. А. Гинзбург „О влиянии магнитного поля на манганиновые сопротивления“ авторы рассматривают вопрос о возможности изменения сопротивления манганиновых проводников (шунтов) под действием собственного магнитного поля проходящего через них тока. В результате проведенных опытов выяснилось, что при допустимых для манганина плотностях тока этим влиянием вследствие его незначительности можно пренебречь.

Редактор

ПРИМЕНЕНИЕ КВАДРАНТНОГО ЭЛЕКТРОМЕТРА ДЛЯ ПОВЕРКИ ВАТТМЕТРОВ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

В течение последних лет во ВНИИМ велись работы в области поверки электроизмерительных приборов на переменном токе повышенной частоты. Была создана аппаратура для поверки амперметров и вольтметров всех классов точности при частоте до 20 000 гц [1]. Также была разработана аппаратура для поверки измерительных трансформаторов тока до 200 а при нескольких фиксированных частотах (до 8000 гц)¹. Весьма существенное значение имело и решение задачи о поверке ваттметров. Разработанный термоэлектрический компаратор мощности основан на принципе термоэлектрического ваттметра, переключаемого из цепи переменного тока в цепь постоянного [2]. Кроме того, автором настоящей статьи был разработан квадрантный электрометр новой конструкции² и рекомендован способ его применения для поверки ваттметров.

Новый электрометр отличается от уже известных электрометров аналогичного назначения, описания которых помещены в работах А. А. Чернышева, Орлиха, Шульце и др. [3, 4], приведением его отклонения к нулю с помощью подвижной рамки, расположенной в поле постоянного магнита и питаемой вспомогательным постоянным током, т. е. применением так называемого „магнитоэлектрического возвратителя“, что дает целый ряд преимуществ и намного упрощает способ использования электрометра.

Как показано ниже, при этом отпадают высокие требования к правильности формы и симметричности расположения квадрантов и биссектанта, а также к постоянству момента закручивания нити подвеса, отпадает необходимость производить частую градуировку во многих точках шкалы, повышается точность отсчета показаний и появляется возможность простым образом определить постоянную электрометра на переменном токе той частоты, при которой должна производиться поверка.

Теория электрометра с магнитоэлектрическим возвратителем

В квадрантном электрометре имеются четыре основные части: биссеквит, две пары накрест лежащих квадрантов и корпус.

Используя обозначения рис. 1, можно написать следующие выражения для количеств электричества на биссеквите и парах квадрантов:

$$\left. \begin{aligned} q_1 &= C_{14}U_{14} + C_{12}(U_{14} - U_{24}) + C_{13}(U_{14} - U_{34}) \\ q_2 &= C_{24}U_{24} + C_{12}(U_{24} - U_{14}) + C_{23}(U_{24} - U_{34}) \\ q_3 &= C_{23}U_{24} + C_{13}(U_{34} - U_{14}) + C_{23}(U_{34} - U_{24}) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

¹ См. статью настоящего сборника, стр. 50.

² Авторское свидетельство № 100156.

Так как энергия электрического поля

$$A = \frac{1}{2} CU^2 = \frac{1}{2} qU,$$

то суммарная энергия поля в электрометре равна

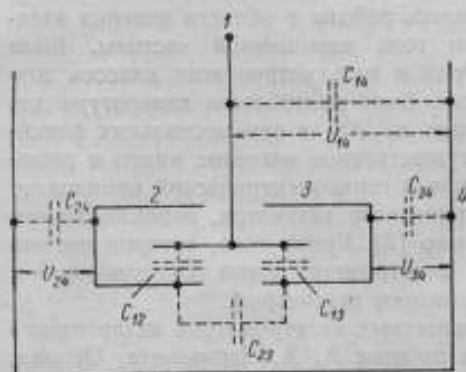
$$A = \frac{1}{2} (q_1 U_{14} + q_2 U_{24} + q_3 U_{34}). \quad (2)$$

Подставляя выражения (1), дифференцируя по углу поворота α и принимая во внимание, что C_{24} , C_{34} и C_{23} — постоянные величины, можно получить следующее выражение для вращающего момента:

$$D = \frac{1}{2} \left[\frac{\partial C_{14}}{\partial \alpha} U_{14}^2 + \frac{\partial C_{19}}{\partial \alpha} (U_{14} - U_{24})^2 + \frac{\partial C_{19}}{\partial \alpha} (U_{14} - U_{34})^2 \right]. \quad (3)$$

В наших опытах бисквит соединен с корпусом, следовательно

$$U_{14} = 0, \quad U_{24} = U_{21} \text{ и } U_{34} = U_{31}.$$



поэтому

$$D = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial C_{13}}{\partial \alpha} U_{13}^2 + \frac{\partial C_{13}}{\partial \alpha} U_{13}^2 \right). \quad (4)$$

Напряжения между корпусом и парами квадрантов могут быть выражены:

$$U_{12} = U_{10} - \frac{U_{20}}{2}, \quad U_{13} = U_{10} + \frac{U_{30}}{2},$$

где U_{10} — напряжение между бисквитом и средней точкой между квадрантами. Следовательно,

$$D = \frac{1}{2} \left[\left(\frac{\partial C_{13}}{\partial \alpha} + \frac{\partial C_{13}}{\partial \alpha} \right) \left(U_{10}^2 + \frac{U_{20}^2}{4} \right) + \left(\frac{\partial C_{13}}{\partial \alpha} - \frac{\partial C_{13}}{\partial \alpha} \right) U_{10} U_{20} \right]. \quad (5)$$

При условии симметрии конструкции

$$\frac{\partial C_{13}}{\partial \alpha} = -\frac{\partial C_{12}}{\partial \alpha}$$

и

$$D = \frac{\partial C_{13}}{\partial \alpha} U_{10} U_{20} = k_1 U_{10} U_{20}. \quad (6)$$

В действительности полной симметрии конструкции может не быть. Можно емкости выразить так:

$$C_{12} = C_{12}^0 + C_{12}''\alpha + C_{12}'''\alpha^3 + \dots$$

$$C_{13} = C_{13}^0 + C_{13}''\alpha + C_{13}'''\alpha^3 + \dots$$

откуда

$$\frac{\partial C_{12}}{\partial \alpha} = C_{12}'' + 2C_{12}'''\alpha + \dots$$

$$\frac{\partial C_{13}}{\partial \alpha} = C_{13}'' + 2C_{13}'''\alpha + \dots$$

Очевидно, что если работать с нулевым отклонением, то все члены, содержащие α , α^3 , $\alpha^5 \dots$, обратятся в нули, и мы будем иметь

$$D = \frac{1}{2} \left[(C'_{12} + C'_{13}) \left(U_{10}^2 + \frac{U_{23}^2}{4} \right) + (C'_{12} - C'_{13}) U_{10} U_{23} \right]. \quad (7)$$

Следует учесть, что C'_{12} и C'_{13} имеют принципиально разные алгебраические знаки и по абсолютной величине могут быть сделаны равными друг другу. Равенство их легко отрегулировать, делая $U_{23} = 0$ (соединяя квадранты) и прикладывая между ними и бисквитом напряжение $U_{10} \neq 0$. Регулировкой положения бисквита (или квадрантов) можно достичь того, чтобы подвижная часть не отклонялась („электрический нуль“). Это будет при $C'_{12} = -C'_{13}$.

Тогда

$$D = C'_{12} U_{10} U_{23} = k' U_{10} U_{23}. \quad (8)$$

При работе на постоянном токе напряжения, приложенные к бисквиту и квадрантам, искажаются контактными разностями потенциалов. Для их исключения приходится производить четыре измерения в каждой точке. При работе на переменном токе это неудобство отпадает. Средний вращающий момент за период

$$D = \frac{k'}{T} \int_0^T u_{10} u_{23} dt. \quad (9)$$

Если сделать так, чтобы

$$\begin{aligned} u_{10} &= U_m \sin \omega t \\ u_{23} &= I_m \sin (\omega t - \varphi) r_w, \end{aligned}$$

то можно получить

$$D = k' r_w U I \cos \varphi = k' r_w P. \quad (10)$$

В описываемом электрометре вращающий момент уравнивается моментом рамки магнитоэлектрического прибора, скрепленной с бисквитом. Обозначая противодействующий момент возвратителя через M , можно написать:

$$M = k'' I_d,$$

а при равенстве моментов D и M

$$k' U_{10} U_{23} = k'' I_d,$$

откуда

$$\frac{k'}{k''} = C = \frac{U_{10} U_{23}}{I_d}, \quad (11)$$

где C — постоянная электрометра, которую удобно определять в специальной схеме градуировки его непосредственно на переменном токе (рис. 2).

Сопротивления R_1 и R_2 должны иметь одинаковые значения постоянной времени. Обозначая действительные значения всех величин, имевшие место при градуировке, значком „ z “, можно написать для постоянной C выражение в следующем виде:

$$C = \frac{U_{m,z} U_{23,z}}{I_{d,z}}. \quad (12)$$

Проверку ваттметра с помощью электрометра производят в схеме с разделенными цепями тока и напряжения, изображенной на рис. 3. Напряжение U_{23} , приложенное к квадрантам, создается током последовательной цепи ваттметра W , проходящим по сопротивлению r_w . Напряжение U параллельной цепи ваттметра

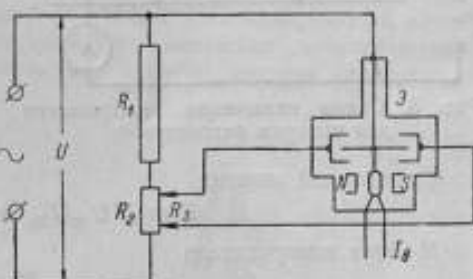


Рис. 2. Схема включения электрометра для градуировки.

приложено между бисквитом электрометра и средней точкой сопротивления $r_{w'}$. Вольтметр V служит лишь для контроля напряжения, амперметр A — для контроля тока, чтобы при наличии сдвига фаз между током и напряжением не перегрузить обмотки ваттметра и иметь возможность ориентировочно определить $\cos \varphi$. В этой схеме

$$U_{10} = U,$$

$$U_{23} = Ir_{w'}$$

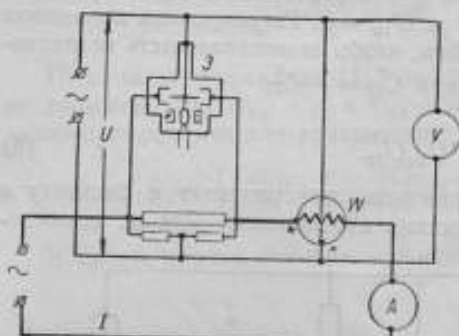


Рис. 3. Схема включения электрометра для проверки ваттметра.

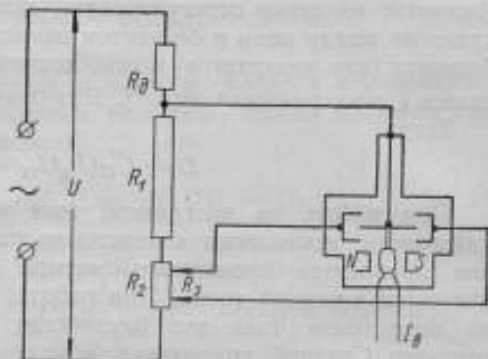


Рис. 4. Схема включения электрометра для градуировки с пониженным напряжением на бисквите.

Вращающий момент

$$D = k' U_{10} U_{23} \cos \varphi = k' UI \cos \varphi r_{w'}$$

Момент возвратителя

$$M = k'' I_0$$

При равенстве этих моментов получаем непосредственно

$$P = UI \cos \varphi = \frac{CI_0}{r_{w'}} \quad (13)$$

Таким образом, зная постоянную C электрометра и сопротивление $r_{w'}$, можно определить мощность по измеренным значениям тока в рамке возвратителя, необходимым для приведения к нулю отклонений электрометра.

В случаях, когда номинальное напряжение ваттметра превышает 150 в, вместо схем, приведенных на рис. 2 и 3, удобнее применять схемы, изображенные на рис. 4 и 5, предусматривающие понижение напряжения на бисквите до величины, не превышающей 150 в.

Обозначив отношение сопротивлений

$$\frac{R_0 + R_1 + \frac{1}{2} R_2}{R_1 + \frac{1}{2} R_2}$$

(т. е. коэффициент делителя напряжения) через n , а падение напряжения на сопротивлении $\frac{1}{2} R_2$ через U'_2 , можно написать для C выражение:

$$C = \frac{U_2^2}{(nU_{10,2} + U'_2)^2} \frac{U_{10,2} U_{23,2}}{I_{0,2}} \quad (14)$$

Выбирая U_2 равным $(nU_{10,2} + U_2')$, приходим к прежнему простому выражению (12) для C . Постоянная C имеет смысл произведения напряжений $U_{10}U_{23}$, приходящегося на единицу силы тока возвратителя. Для нахождения действительного произведения напряжений при практических измерениях необходимо умножить постоянную C на силу тока возвратителя, выраженную в единицах, применявшихся при градуировке. Но приложенное к ваттметру напряжение U больше U_{10} в n раз, а сила тока в ваттметре I равна напряжению между квадрантами U_{23} , деленному на сопротивление $r_{ш}$. Отсюда получаем, что искомая мощность

$$P = \frac{Cn}{r_{ш}} I \sigma. \quad (15)$$

По этой формуле и следует определять мощность в случаях, когда напряжение на бисквите искусственно снижено в n раз.

Описание электрометра и его параметры

Для экспериментальной проверки метода был осуществлен квадрантный электрометр с магнитоэлектрическим возвратителем. В имевшемся электрометре, изготовленном мастерскими 6. Главной Палаты мер и весов, система квадратов

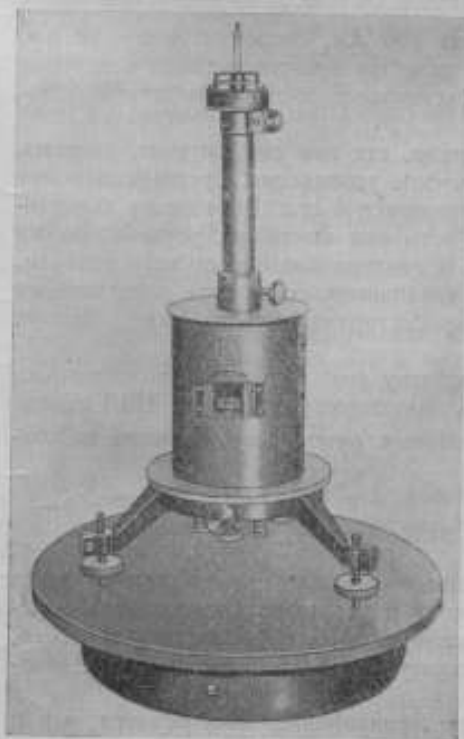


Рис. 6. Внешний вид электрометра.

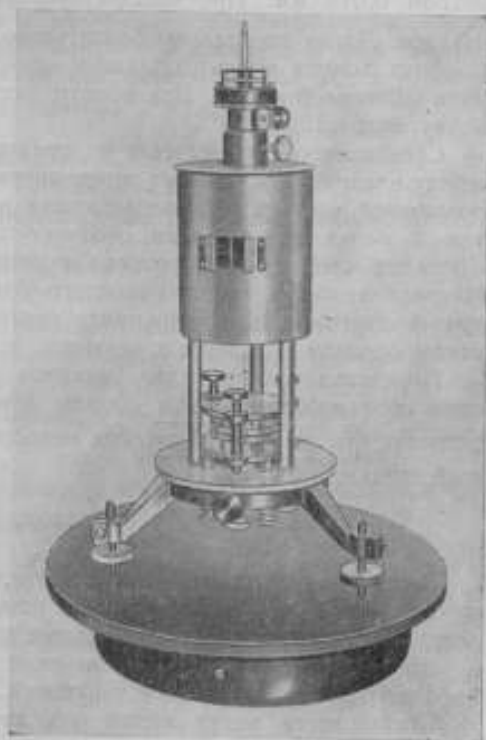


Рис. 7. Электрометр с поднятым кожухом.

и подвижная часть были подвергнуты коренной переделке, а механизм возвратителя заново изготовлен. По внешнему виду прибор почти не отличается от обычного квадрантного электрометра (рис. 6 и 7).

Основными деталями неподвижной части являются квадраты. Они выполнены в виде двух блоков — верхнего и нижнего, смонтированных каждый на отдельной пластине. Нижний блок установлен на конических окончаниях трех винтов, пропущенных снизу через основание, а верхний, снабженный такими же винтами,

располагается на нижнем. Винты снабжены большими рифлеными головками, позволяющими плавно регулировать высоту блоков, расстояние между плоскостями квадрантов и их наклон.

Диаметр квадрантов равен 48 мм, ширина взаимно перпендикулярных щелей между ними — 0,6 мм, диаметр центрального отверстия — 10 мм. Под основанием укреплен постоянный магнит с обращенными друг к другу плоскими полюсными наконечниками. Зазор между полюсными наконечниками — 5 мм. Индукция в зазоре — около 300 гс.

Подвижная часть состоит из бисквита, рамки возвратителя и зеркала, жестко скрепленных друг с другом с помощью дюралюминиевой трубки и подвешенных так, чтобы бисквит находился между квадрантами, а рамка — в поле постоянного магнита. Бисквит выполнен из дюралюминиевой фольги толщиной около 0,015 мм и по контуру снабжен ребрами жесткости. Продольный размер его — 25 мм, центральный угол — 60°.

Рамка возвратителя размером 6 × 1 мм состоит из шести витков медной проволоки диаметром 0,02 мм. Выводы сделаны из волластоновой нити диаметром 6 мк, прокатанной в ленту перед стравливанием серебряной оболочки. Зеркало размером 2 × 2 мм сделано из посеребренного покровного стекла. Вес бисквита 6 мг, зеркала — 3 мг, трубки — 35 мг. Подвижная часть укреплена на подвесе из бронзовой ленты толщиной 3,5 мк, прокатанной из проволоки диаметром 0,015 мм. Противобалластный момент $M = 0,01 \frac{\text{мг} \cdot \text{см}}{90^\circ}$ при длине 100 мм. Длина подвеса приблизительно равна 100 мм, сопротивление — 90 ом. С обоих концов к нему припаяны крючки, такие же крючки имеются в головке и на подвижной части. Эта конструкция обеспечивает быструю и легкую установку подвеса.

Специального успокоителя не предусмотрено, так как сам бисквит, двигаясь между квадрантами, создает почти апериодическое успокоение. Время успокоения подвижной части в рабочих условиях не превышает 5 сек. Выводы от квадрантов и рамки возвратителя соединяются с четырьмя зажимами, установленными с нижней стороны поворотного основания и изолированными от него янтарем. Накрест лежащие секторы каждого блока квадрантов соединены электрически друг с другом и с находящимися против них секторами другого блока, образуя таким образом две пары квадрантов.

Переделка электрометра, включая разработку ряда тонких технологических процессов изготовления и сборки деталей, выполнена механиком ЦЗЛ завода „Эталон“ Б. Д. Грачевым под непосредственным руководством автора настоящей статьи.

Погрешности метода

Здесь мы рассмотрим погрешности, вызываемые только чисто электрическими причинами, в предположении, что конструкция и установка электрометра определяют отсутствие самопроизвольных изменений взаимного расположения частей, а также устранение влияния изменений температуры и влажности воздуха и местного нагрева под действием излучений.

Погрешности могут возникнуть как при градуировке электрометра, так и при использовании его непосредственно для измерений. Возможные причины погрешностей следующие:

1. Погрешность измерения напряжения при градуировке электрометра.
 2. Неточное знание сопротивлений, с которых снимаются напряжения U_{10} и U_{20} при градуировке, и наличие сдвига фаз между этими напряжениями.
 3. Неравенство напряжения на бисквите напряжению, подводимому к электрометру, за счет падения напряжения в подвесе.
 4. Реактивность сопротивления $r_{ин}$.
 5. Погрешности измерения тока возвратителя.
- Рассмотрим эти погрешности.

1. Обозначая величины, относящиеся к градуировке, значками „2“, можно написать:

$$C = \frac{U_{10,2} U_{23,2}}{I_{0,2}} = \frac{U_2^2 \left(R_1 + \frac{1}{2} R_2 \right) R_3}{I_{0,2} (R_1 + R_2)^2}. \quad (16)$$

Погрешность определения постоянной C , прежде всего, зависит от точности измерения напряжения U_2 . Как видно из ф-лы (16), в значение C войдет удвоенная погрешность измерения U_2 , поэтому необходимо измерять напряжение возможно более точным методом, например с помощью термоэлектрического компаратора, позволяющего при частоте до 20 000 гц получать результаты с погрешностью не более 0,03—0,05% [1].

2. Сопротивления, входящие в ф-лу (16), должны быть выполнены из безреактивных материалов, причем их значения должны не изменяться заметным образом при пропускании тока, соответствующего условиям градуировки. Отдельные участки должны иметь по возможности одинаковые значения постоянной времени; в этом случае произведение их будет вещественным, т. е. напряжения $U_{10,2}$ и $U_{23,2}$ будут синфазны, а значение произведения будет равно найденному по данным измерений на постоянном токе. Погрешность от этой причины может быть легко сделана пренебрежимо малой.

3. Погрешность, вызываемая падением напряжения в подвесе от емкостного тока с бисквита к квадрантам, может быть подсчитана следующим образом. При емкости между бисквитом и обеими парами квадрантов, равной $2C$, и напряжении на бисквите U_0 ток с бисквита к квадрантам

$$I_C = 2U_0 \omega C.$$

Этот ток вызывает в подвесе с сопротивлением r падение напряжения

$$U_C = 2U_0 r \omega C.$$

Напряжение U , приложенное к параллельной цепи ваттметра, будет больше напряжения U_0 на бисквите и будет равно по модулю

$$U = \sqrt{U_0^2 + U_C^2} = U_0 \sqrt{1 + 4\omega^2 C^2 r^2} \approx U_0 (1 + 2\omega^2 C^2 r^2).$$

Следовательно, если ток в параллельной цепи ваттметра находится в фазе с напряжением, то относительная погрешность электрометра будет равна

$$\gamma_{\varphi=0} = -2\omega^2 C^2 r^2. \quad (17)$$

Напряжение U может быть выражено и в комплексной форме:

$$U = U_0 + j2U_0 \omega C r = U_0 (1 + 2j\omega C r).$$

Из этого выражения видно, что вектор падения напряжения в подвесе перпендикулярен вектору \dot{U}_0 (можно считать, что он перпендикулярен и \dot{U}); следовательно, если вектор тока \dot{I} в последовательной цепи ваттметра тоже отличается от вектора напряжения на прямой угол, то электрометр даст показание, пропорциональное $U_0 \cdot I \cdot 2\omega C r$. Таким образом, погрешность, выраженная в долях от наибольшего показания ваттметра, будет равна:

$$\gamma_{\varphi=\frac{\pi}{2}} = -2\omega C r. \quad (18)$$

Выражения (17) и (18) дают возможность найти предельные значения частоты ω , при которых погрешности $\gamma_{\varphi=0}$ и $\gamma_{\varphi=\frac{\pi}{2}}$ не превзойдут заданных значений:

$$\varphi = 0:$$

$$\omega_{\max} = \frac{V \gamma_{\varphi=0}}{V^2 Cr} \quad (19)$$

$$\varphi = \frac{\pi}{2}:$$

$$\omega_{\max} = \frac{\gamma_{\varphi=\frac{\pi}{2}}}{2Cr} \quad (20)$$

При бисквите указанных выше размеров и расстоянии между квадрантами 2 мм емкость $C \approx 3$ пф. При сопротивлении подвеса около 90 ом и значении погрешности γ не более 0,03%, получаем по ф-лам (19) и (20):

Таблица 1

$\cos \varphi$	$\varphi, ^\circ$	$\gamma, \%$
0	90	1,2
0,5	60	1
0,866	30	0,6
1,0	0	0

$$\varphi = 0:$$

$$f_{\max} = \frac{\omega_{\max}}{2\pi} = 5 \cdot 10^6 \text{ гц},$$

$$\varphi = \frac{\pi}{2}:$$

$$f_{\max} = \frac{\omega_{\max}}{2\pi} = 8,9 \cdot 10^4 \text{ гц}.$$

Полученные предельные значения частоты достаточно высоки, чтобы удовлетворить все практически встречающиеся случаи поверки ваттметров, когда требуется столь высокая точность.

4. Реактивность сопротивления r_m вызывает сдвиг фазы напряжения $U_{\text{ш}}$ относительно тока ваттметра. В результате вращающий момент электрометра оказывается пропорциональным $UIz_m \cos(\varphi + \psi)$, где ψ — сдвиг в сопротивлении z_m . Погрешность от этого сдвига фаз должна относиться к наибольшему показанию ваттметра так же, как и любая другая его погрешность. В этом случае относительная погрешность может быть выражена непосредственно в делениях шкалы ваттметра.

Таким образом, относительная погрешность от реактивности шунта

$$\gamma = \frac{UIz_m \cos(\varphi + \psi) - UIr_m \cos \varphi}{UIr_m} = \frac{z_m}{r_m} \cos(\varphi + \psi) - \cos \varphi.$$

Заменяя

$$z_m = \frac{r_m}{\cos \psi}$$

и принимая во внимание, что

$$\operatorname{tg} \psi = \omega\tau,$$

где τ — постоянная времени шунта, получаем

$$\gamma = -\omega\tau \sin \varphi. \quad (21)$$

Для $\omega = 120\,000$ ($f \approx 20\,000$ гц) и $\tau = 10^{-7}$ сек. получаем данные, указанные в приведенной выше табл. 1.

Как видно из табл. 1, в условиях пониженного коэффициента мощности погрешность достигает больших значений. Поэтому для ее снижения можно применить искусственные приемы; например, в схеме, приведенной на рис. 5,

создать дополнительный сдвиг фазы напряжения, приложенного к бисквиту, равный ψ . Однако в случае перехода от одного измеряемого напряжения к другому и при работе со сменными шунтами, имеющими разные значения постоянной времени, этот способ неудобен. Учитывая, что малые сопротивления имеют индуктивный характер, можно применить более удобный способ компенсации, а именно, снабжать шунты параллельно включенными конденсаторами, по схеме рис. 8. Как известно, эквивалентное сопротивление такой цепи равно

$$z_s = \frac{r_0 + j\omega [L(1 - \omega^2 CL) - Cr_0^2]}{(1 - \omega^2 CL)^2 + \omega^2 C^2 r_0^2}$$

(r_0 — сопротивление на постоянном токе).

Поставим условие, чтобы цепь имела свойства чисто активного сопротивления, т. е. чтобы

$$L' = \frac{L(1 - \omega^2 CL) - Cr_0^2}{(1 - \omega^2 CL)^2 + \omega^2 C^2 r_0^2} = 0.$$

Отсюда можно найти значение C :

$$C = \frac{L}{r_0^2 + \omega^2 L^2} \approx \frac{L}{r_0^2}, \quad (22)$$

так как $\omega L \ll r_0$.

Активное сопротивление цепи при этом будет равно

$$r = \frac{r_0}{(1 - \omega^2 CL)^2 + \omega^2 C^2 r_0^2} = \frac{r_0}{1 - \omega^2 \tau^2 + \omega^2 \tau^4} \approx r_0 (1 + \omega^2 \tau^2), \quad (23)$$

где τ — постоянная времени шунта до включения емкости.

Мы видим, что включением целесообразно подобранной емкости можно исключить погрешность от реактивности шунта, причем компенсация будет действительна при всех частотах заданного диапазона, так как требуемое значение емкости лишь в малой степени зависит от частоты [ур-ние (22)].

Если измерять сопротивление шунта на постоянном токе и не учитывать его изменение вследствие включения емкости, то появится новая погрешность [ф-ла (23)], но она будет значительно меньше. Так например, для тех же значений ω и τ ($\omega = 120\,000$ и $\tau = 10^{-7}$) при любых значениях $\cos \varphi$ погрешность не превзойдет $1,5 \cdot 10^{-2} \%$.

Требуемые значения емкости оказываются не слишком большими. Для шунтов с номинальным падением напряжения, равным 2 в, они указаны в табл. 2.

Несмотря на то, что в табл. 2 постоянная времени для сопротивлений 0,02 и 0,002 ом взята завышенной, конденсаторы требуемой емкости легко осуществимы.

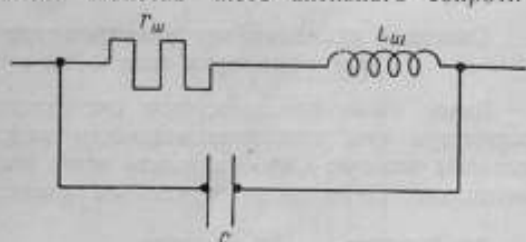


Рис. 8. Схема замещения шунта к электрометру.

Таблица 2

Номинальный ток, а	Сопротивление шунта, ом	Постоянная времени, сек.	Требуемое значение емкости, мкф
0,01	200	0	0
0,1	20	10^{-8}	0,0005
1	2	10^{-8}	0,005
10	0,2	$4 \cdot 10^{-8}$	0,2
100	0,02	10^{-7}	5
1000	0,002	10^{-6}	500

Описанный метод компенсации реактивности шунта может быть применен, естественно, не только при электростатическом методе, но и при других методах измерения мощности.

5. В осуществленном электрометре ток возвратителя имеет порядок 1 ма. Если его получать от свинцового аккумулятора емкостью 40—60 а·ч, то он будет обладать большой стабильностью. Поэтому может быть достигнута высокая точность измерения тока компенсационным методом, производимого после приведения электрометра к нулю уравниванием моментов.

Приведенное выше рассмотрение погрешностей электрического характера позволяет сделать заключение, что описываемый электростатический метод измерения мощности обеспечивает высокую точность в полосе частот до нескольких десятков тысяч герц.

Опытное исследование электрометра с возвратителем, как прибора для измерения мощности при повышенной частоте

Выше было показано, что систематические погрешности электрического характера при измерении мощности электростатическим методом могут быть сделаны малыми. Справедливость этого положения была подтверждена экспериментально. Были также определены характеристики созданного электрометра и

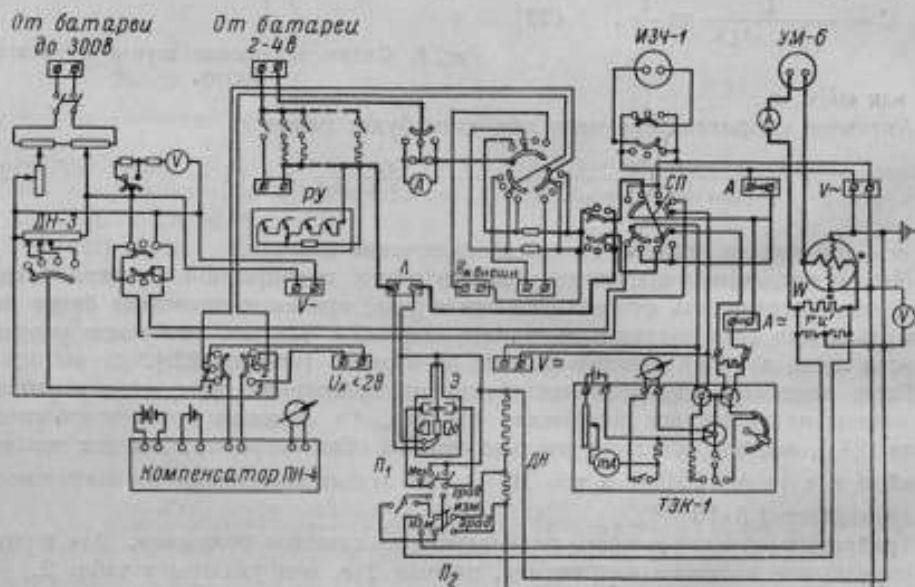


Рис. 9. Полная принципиальная схема проверки ваттметра с помощью электрометра и установки типа УППТ-1 для проверки амперметров и вольтметров.

уровень вносимых им случайных погрешностей в реальных условиях измерения мощности. Поставленные опыты имели целью выяснение:

- а) техники определения постоянной электрометра и измерения мощности;
- б) чувствительности и времени успокоения электрометра;
- в) степени зависимости постоянной от приложенного к бисквиту напряжения, измеряемой мощности и от частоты;
- г) требуемой периодичности градуировки электрометра (определения его постоянной);
- д) сходимости результатов измерения мощности при повышенной частоте и достижимой точности.

Основные испытания электрометра производились по схеме, изображенной на рис. 9, большая часть которой представляет собой схему установки для

поверки амперметров и вольтметров при повышенной частоте [1]. К установке были добавлены следующие элементы: электрометр Э, делитель напряжения ДН для его градуировки, переключатели P_1 и P_2 для контроля электрического и механического нуля и для перехода от градуировки к измерению, поверяемый ваттметр W , второй усилитель УМ-6 для питания цепи тока ваттметра, шунт $r_{ш}$ для подачи на квадранты напряжения, пропорционального току ваттметра, вольтметр V и амперметр A для контроля режима нагрузки, переключки СП и переключателе постоянного-переменного тока установки, обеспечивающая возможность питания возвратителя постоянным током одновременно с подачей на ваттметр и электрометр напряжения переменного тока.

Схема соединений электрометра и добавочных элементов изображена особо, на рис. 10. На бисвит электрометра подается напряжение переменного тока от зажима „V_“ установки УППТ, который соединяется с экраном и низковольтным концом цепи термоэлектрического компаратора. Бисвит соединен с корпусом электрометра и с одним концом рамки возвратителя, благодаря чему устраняется электростатическое взаимодействие между рамкой и магнитом, не изолированным от корпуса. Для устранения погрешности от емкостных токов через термоэлектрический компаратор на землю, вся эта цепь заземлена. Квадранты соединены с переключателем, позволяющим соединять их друг с другом и с бисвитом (для проверки механического нуля), либо включать для измерения или градуировки. Во втором положении квадранты могут быть соединены между собой для проверки электрического нуля при помощи второго переключателя. Третий переключатель служит для соединения квадрантов либо с градуировочным делителем напряжения (положение „градуировка“), либо с зажимами сопротивления $r_{ш}$ (положение „измерение“). В качестве этого сопротивления, за отсутствием специальных шунтов со средней точкой, использовались шунты от имеющейся установки УППТ-1 с номинальным падением напряжения 1 в, параллельно которым включались два сопротивления по 1000 ом.

Элементы установки УППТ обозначены на схеме рис. 10 следующим образом: ПН-4 — компенсатор малого сопротивления с двумя пределами измерения; ТЭК-1 — термоэлектрический компаратор, используемый при измерении напряжения переменного тока; РУ — регулировочное устройство, используемое для плавной регулировки тока в рамке возвратителя; ИЗЧ-1 — источник переменного тока звуковой частоты, применяемый в данном случае для питания цепей напряжения, генератор которого используется одновременно для раскачки усилителя УМ-6, питающего цепь тока.

Определение постоянной C электрометра производилось следующим образом. Вначале включалось напряжение постоянного тока и устанавливалось заданное его значение U_0 , затем включалось напряжение переменного тока и с помощью термоэлектрического компаратора также устанавливалось равным U_0 . Это напряжение прикладывалось к градуировочному делителю напряжения и к электродам электрометра, причем одновременно включался ток возвратителя, компенсирующий электростатический момент электрометра. После этого ток воз-

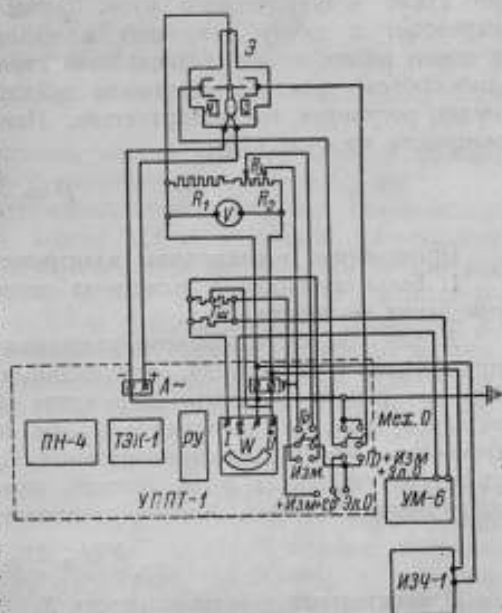


Рис. 10. Схема элементов, добавляемых к установке типа УППТ-1 при проверке ваттметров.

вратителя измерялся компенсатором ПН-А. Постоянная C вычислялась по ф-ле (12):

$$C = \frac{U_{10, \tau} U_{23, \tau}}{I_{0, \tau}}$$

Для дальнейших расчетов принималось среднее значение C , определенное не менее чем из двух измерений с переключением полярности напряжения постоянного тока.

При измерении мощности квадранты переключают к зажимам сопротивления r_w и устанавливают требуемые значения тока и напряжения в цепях ваттметра, а также коэффициента мощности $\cos \varphi$, причем предварительную регулировку тока, напряжения и сдвига фаз производят при включении электромметра по схеме электрического нуля. Затем напряжение выключают, электромметр переводят в схему измерения и напряжение вновь включают одновременно с током возвратителя. Устанавливая стрелку ваттметра на поверяемую отметку, добиваются нулевого показания электромметра (относительно электрического нуля), регулируя ток возвратителя. Измеряют этот ток и вычисляют искомую мощность по ф-ле (13):

$$P = \frac{CI_0}{r_w}$$

Проведенные исследования электромметра дали следующие результаты:

1. Была выработана описанная выше техника определения постоянной и измерения мощности.

2. Как уже было показано, вращающий момент электромметра пропорционален произведению напряжений, приложенных к бисквиту (U_{10}) и квадрантам (U_{23}). При измерениях мощности напряжение U_{10} поддерживается постоянным. Следовательно, изменив напряжение U_{23} на величину ΔU_{23} , мы получим нескомпенсированный момент, пропорциональный $U_{10} \Delta U_{23}$. Этот момент вызовет отклонение указателя по шкале в m делений, при котором он уравновесится моментом закручивания подвеса. Можно, следовательно, написать:

$$k' U_{10} \Delta U_{23} = Wm.$$

Относительная чувствительность S_0 есть отношение отклонения в миллиметрах к относительному изменению измеряемой величины в процентах, т. е.

$$S_0 = \frac{m}{\frac{\Delta U_{23}}{U_{23}} 100}$$

Из двух последних равенств находим

$$S_0 = \frac{k' U_{10} U_{23}}{W} = k'' U_{10} U_{23}. \quad (24)$$

Это равенство показывает, что для получения высокой чувствительности следует увеличивать номинальные напряжения на бисквите и квадрантах. Практически нецелесообразно применять напряжение на бисквите свыше 150 в, так как с ростом напряжения увеличивается неустойчивость электрического нуля и затрудняется его регулировка. Напряжение на квадрантах определяется номинальным падением напряжения на шунте, которое едва ли можно брать выше 2 в.

Таким образом, наибольшее номинальное значение произведения $U_{10} U_{23}$ может быть принято равным 300 в². При проверке ваттметров с номинальным напряжением 300 в электромметр должен включаться через делитель напряжения (рис. 5) и U_{10} должно оставаться равным 150 в. При меньших пределах по напряжению чувствительность будет снижаться.

Для оценки чувствительности в практически возможных случаях было определено ее значение при $U_{10} = 150$ в, $U_{23} = 1$ в и расстоянии от электромметра

до шкалы 2,3 м. При регулировке системы, при которой значение постоянной C [ф-ла (12)] было равно $217 \text{ в}^2/\text{ма}$, чувствительность S_0 составила приблизительно 30 мм на 1% . Приняв эту цифру за исходную, можно составить нижеследующую таблицу значений чувствительности для различных номинальных напряжений ваттметров, при условии применения шунтов с номинальным падением напряжения 2 в.

Таблица 3

Напряжение на бисковите, в	300 и больше	150	120	100	90	75	30
Чувствительность, мм на 1%	30	30	24	20	18	15	6
Порог чувствительности, $\%$	$\sim 0,01$	$\sim 0,01$	0,012	0,017	0,019	0,028	0,055

В табл. 3, кроме того, указаны значения порога чувствительности, равные относительным изменениям, вызывающим отклонения по шкале в $\frac{1}{3}$ мм.

Можно сделать заключение, что построенный электрометр при номинальном напряжении $U_{23} = 2 \text{ в}$, расстоянии до шкалы 2,3 м и данной регулировке системы имеет чувствительность, вполне достаточную для проверки ваттметров с любыми номинальными напряжениями от самых высоких до 30 в включительно, причем только при напряжении 30 в чувствительность снижается до минимального приемлемого значения, а в остальных случаях она весьма высока.

К существенной характеристике электрометра относится время успокоения. Оно составляет приблизительно 4,6 сек., т. е. практически не превышает времени успокоения обычного стрелочного прибора. Колебания подвижной части близки к аperiodическим.

3. Зависимость постоянной C электрометра от приложенного к бисковиту напряжения в большой степени определяется симметрией системы электрометра и качеством ее регулировки. При правильной регулировке изменение напряжения от 150 до 100 в вызывает изменение постоянной на $0,06\%$, т. е. приращение напряжения на 1% соответствует изменению постоянной на $0,001\%$. Этот результат позволяет сделать заключение, что постоянная электрометра с возвратителем, в отличие от электрометра с отклонением, практически не зависит от напряжения U_{10} , и его можно поддерживать при проверке с точностью $2-3\%$, не боясь влияния изменений напряжения на значение постоянной электрометра.

4. Проверка ваттметров обычно производится при неизменном напряжении и изменяемом токе. Поэтому существенно, чтобы постоянная электрометра не изменялась при изменении только напряжения между квадрантами, пропорционального току ваттметра. При условии общей устойчивости значения постоянной это позволило бы производить градуировку не при каждом измерении, а реже, например, в начале и в конце поверки всей шкалы прибора, или даже в начале и в конце всех измерений при данном значении напряжения.

Определение зависимости постоянной от напряжения U_{23} производилось по принципиальной схеме рис. 2, при различных значениях сопротивления R_2 . Многократные измерения показали, что изменение напряжения от 2 до 0,3 в не вызывало заметного изменения постоянной C .

5. Специальный опыт, поставленный для определения зависимости C от частоты, дал результаты, приведенные в табл. 4.

Как видно из таблицы, влияние частоты на постоянную C незначительно, и его можно исключить, производя градуировку электрометра при той частоте, при которой должно производиться измерение.

6. Для выяснения требуемой периодичности определения постоянной C измерения многократно повторялись, причем оказалось, что если не производить

дополнительных регулировок, значение постоянной сохраняется неизменным в течение длительного времени (например, целого рабочего дня). Опытами подтверждено, что если при работе не допускать больших толчков подвижной части, вызывающих смещения нулевого положения, то повторять определения постоянной можно довольно редко, например, в начале, в середине и в конце дня.

Таблица 4

Частота, гц	Напряжение $U_{до}, в$	Напряжение $U_{из}, в$	Среднее значение тока возвратителя $I_0, ма$	Постоянная $C, в^2/ма$	$\frac{\Delta C}{C}, \%$
60	150	1,8	1,2435	219,28	0
500	150	1,8	1,2439	219,21	-0,03
1 000	150	1,8	1,2436	219,6	-0,01
3 000	150	1,8	1,2442	219,15	-0,06
10 000	150	1,8	1,2445	219,10	-0,08

7. Выяснение сходимости результатов измерения мощности при повышенной частоте производилось на основании поверки точного ваттметра с нониусной шкалой, предварительно изученного на постоянном токе.

Каждая точка шкалы поверялась при данной частоте два раза и из полученных средних значений приведенных погрешностей вычитались погрешности,

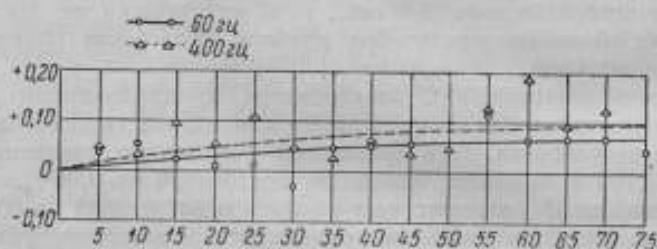


Рис. 11. График погрешностей ваттметра, полученный при его поверке с помощью электрометра.

полученные при поверке на постоянном токе. Таким образом были вычислены дополнительные погрешности от изменения частоты, которые теоретически должны лечь на плавные кривые.

В действительности точки дают определенный разброс, характеризующий случайные погрешности измерений мощности, а также случайные погрешности поверяемого прибора. Диаграмма, изображенная на рис. 11, позволяет составить представление о полученных наибольших отклонениях индивидуальных результатов от значений, определяемых плавными кривыми. Можно также, приняв точки, относящиеся к одной кривой, за выборку из генеральной совокупности, определить их среднее квадратичное отклонение, которое и будет характеризовать среднюю квадратичную погрешность измерений в данных условиях.

Такая обработка результатов показала, что средняя квадратичная погрешность при частоте 60—400 гц составляет от 0,044 до 0,06% от номинального значения шкалы ваттметра. Индивидуальные же отклонения точек от кривых нигде не превышают 0,07%, если не считать одной точки, являющейся промахом, в которой погрешность составила около 0,2%.

Что касается систематических погрешностей, то приведенные результаты испытаний электрометра дают основание считать, что они во всяком случае не превышают $0,1\%$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Широков К. П., Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), Машгиз, 1954.
2. Безикович А. Я., Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), Машгиз, 1954.
3. Чернышев А. А., Абсолютные измерения в высоковольтных цепях, СПБ, 1913.
4. Orlich E., Zeitschr. f. Instrumentenkunde, 23 (1903), 103; 29 (1909), 33—46, ETZ, 30 (1909), 435—439, 466—470; Schultze H., Zeitschr. f. Instrumentenkunde, 27 (1907), 65; 28 (1908), 61; Paterson C. C., Rayner E. N., Kinnes A., J. I. E. E., 51 (1913), 194; Laws, Electrical Measurements, McGraw Hill, 1938, pp. 233—241, 329—334.

А. Я. БЕЗИКОВИЧ и Д. И. ЗОРИН

УСТАНОВКА ДЛЯ ПОВЕРКИ ВАТТМЕТРОВ, АМПЕРМЕТРОВ И ВОЛЬТМЕТРОВ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ НОРМАЛЬНОЙ И ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Для внедрения в широкую практику термоэлектрического метода поверки ваттметров [1], кроме наличия всех элементов, из которых собирается схема, необходимы удобство и надежность ее работы. Значительная затрата времени на составление схемы, возможность ошибок, приводящих к неверным результатам, сложность осуществления управления при поверках — все это свидетельствует о необходимости конструктивного объединения всей применяемой аппаратуры в установку, использование которой значительно сократит время, потребное на поверку, за счет рационального расположения аппаратуры, упрощения операций и более быстрого освоения их поверителями при работе на установке.

Конструкторское бюро при ВНИИМ и завод „Эталон“ имели достаточный опыт создания ряда поверочных установок для проведения измерений на постоянном токе и мостовых установок переменного тока, подтвердивших преимущества комплектных установок.

Разработанный в лаборатории электрических измерений ВНИИМ термоэлектрический метод поверки амперметров и вольтметров [2] был положен в основу установки типа УППТ, сконструированной конструкторским бюро при ВНИИМ в 1952 г. под руководством К. П. Широкова и при участии Д. И. Зорина.

В 1953 г. под руководством авторов настоящей статьи была создана установка для поверки ваттметров типа УВ, при разработке которой был использован опыт создания выпущенной ранее аппаратуры. Установка изготовлялась заводом „Эталон“ по проекту, разработанному в КБ при ВНИИМ.

Схема для поверки ваттметров легко преобразовывается в схему для поверки амперметров и вольтметров, что позволило в установке типа УВ предусмотреть возможность переключений. При переключении схемы для поверки амперметров и вольтметров она становится подобной установке типа УППТ. Кроме того, установка типа УВ обеспечивает поверку амперметров, вольтметров, ваттметров и сопротивлений на постоянном токе.

Конструкция образцовой установки типа УВ

В основу конструкции положен блочный принцип, по которому все элементы, имеющие самостоятельное значение, используются как отдельные приборы, что упрощает их наладку, поверку и ремонт. Блочный принцип оправдывается, если соединения надежны и легко осуществимы.

Часть элементов установки расположена в вырезах на плоскости стола-бюро (рис. 1 и 2) (термоэлектрический компаратор мощности типа ТЭКМ, низкоомный компенсатор 3 типа ПН-4-2, ванна 2 с образцовыми катушками сопротивления), другая — в вырезах вертикальной стенки (градуировочный компен-

сатор 4 типа ПГ-1, нормальные элементы 5 и др.); значительная часть стола свободна и предназначена для размещения поверяемых и образцовых приборов. Примененная аппаратура (за исключением термоэлектрического компаратора

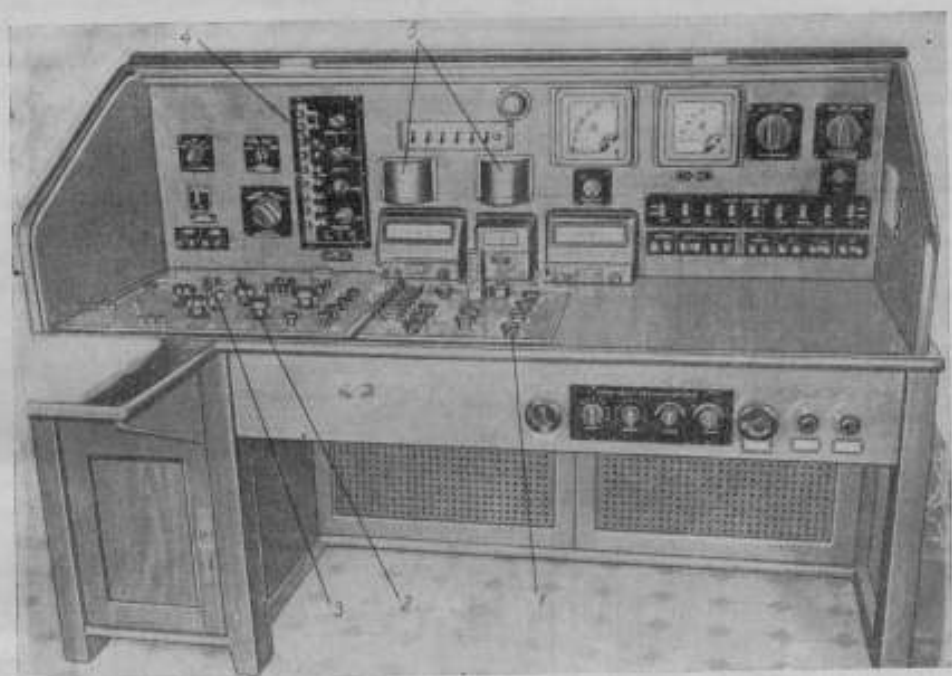


Рис. 1. Общий вид установки типа УВ в рабочем состоянии.

мощности) является серийной продукцией завода „Эталон“, которой комплектуются установки для поверки приборов на постоянном токе.

Термоэлектрический компаратор мощности

Принципиальная схема компаратора (рис. 3) делится на две части — переменного и постоянного тока.

Основным ядром части переменного тока являются два многоэлементных термопреобразователя ТБ₁ и ТБ₂, нагреватели которых рассчитаны на ток 30 мА. Для расширения предела измерения по току последовательно соединенные нагреватели термопреобразователей шунтируются безреактивными сменными шунтами (набор из 8 шт.), позволяющими перекрывать значения токов от 0,025 до 10 А. Конструктивно соединение компаратора с цепью тока осуществляется через коаксиальный вывод, подключаемый к потенциальным отводам безреактивных шунтов. Токовые выводы последних, выполненные в виде бифилярного соединительного ножа, включаются в цепь тока. Для измерения малых токов имеется выполненный в виде шунта соединитель, имеющий сопротивление, равное бесконечности.

Напряжение включается через коаксиальный ввод, аналогичный упомянутому, причем последовательно с каждым нагревателем термопреобразователя включено сопротивление по 100 Ом и оба нагревателя по отношению к подводимому напряжению включены параллельно.

Безреактивный магазин сопротивления, включаемый последовательно с нагревателями, позволяет подобрать в зависимости от измеряемого напряжения необходимое добавочное сопротивление.

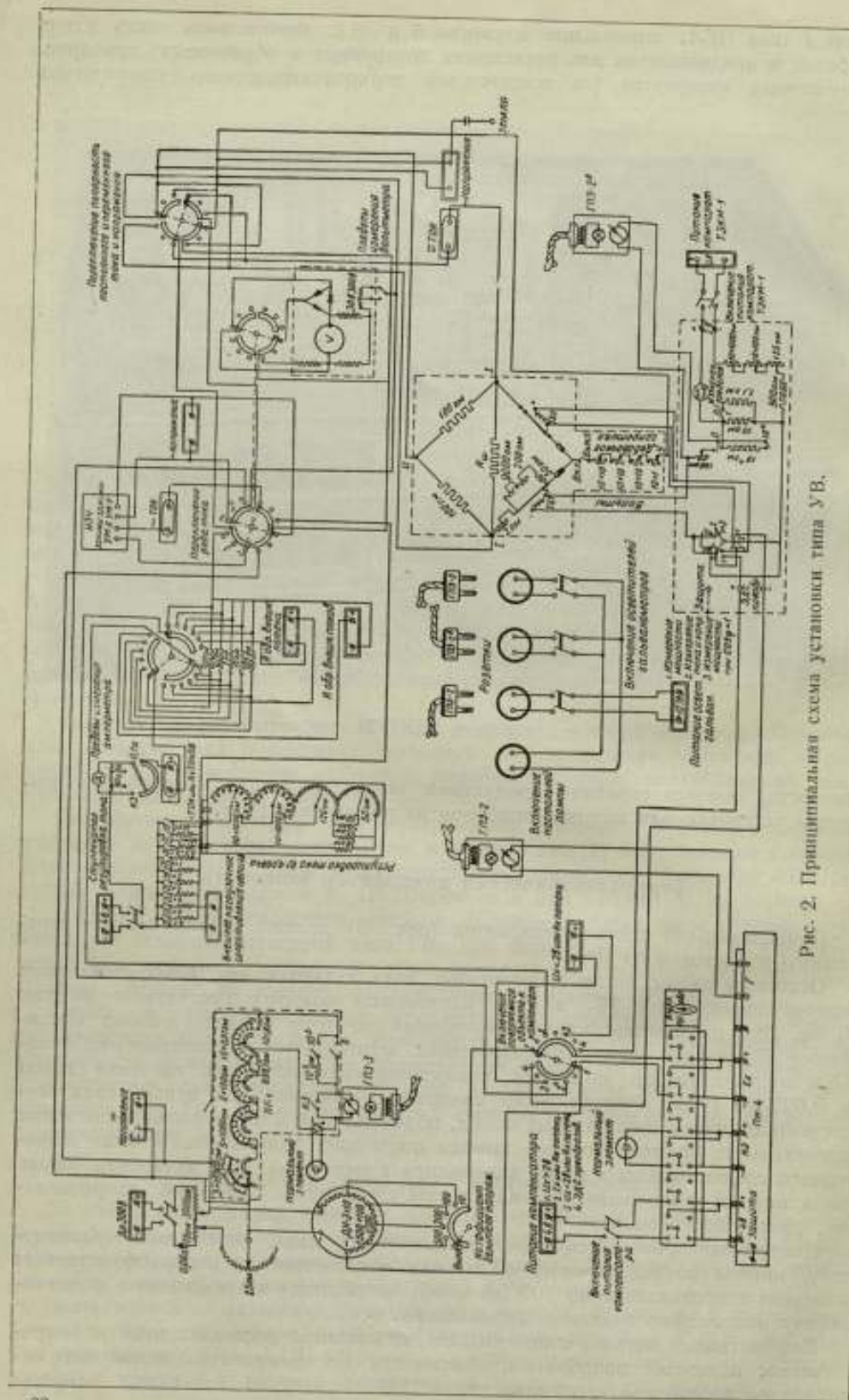


Рис. 2. Принципиальная схема установки типа УВ.

При проверке ваттметров по нагревателям и термопреобразователям проходят токи, пропорциональные току в шунте I и приложенному напряжению U , причем в одном нагревателе проходит ток, равный их сумме, а во втором — разности. Для измерения мощности необходимо предварительно произвести симметрирование схемы по току и напряжению. Для симметрирования по току служат включенные параллельно нагревателю одного из термопреобразователей последовательно соединенные реостаты на 9000 и 200 Ω для грубой и плавной регулировки и ограничительное сопротивление 50 Ω . Для симметрирования по напряжению последовательно с этим же нагревателем включен безреактивный реохорд на 2 Ω .

С помощью переключателя K_2 можно осуществить встречное включение терморпар обоих термопреобразователей, согласно их включению, а также разъединение для компенсации т. э. д. с. каждого из преобразователей отдельно.

Эти включения предназначены соответственно для проверки ваттметров, амперметров и вольтметров, а также ваттметров при $\cos \varphi$, много меньшем единицы.

В выбранном методе проверки приборов переменного тока знание абсолютного значения т. э. д. с. не обязательно; достаточно определить его неизменность при переходе от переменного тока к постоянному, поэтому в установке предусмотрена возможность фиксации т. э. д. с. с помощью устройства [3], называемого в дальнейшем внутренним компенсатором. Это устройство было использовано в термоэлектрическом компараторе для проверки амперметров и вольтметров [4]. Внутренний компенсатор, вместе с переключателем рода измеряемой величины K_2 , составляет часть схемы постоянного тока.

Как видно из рис. 4, термоэлектрический компаратор мощности представляет собой компактный прибор, на верхней панели расположены: зажимная колодка 1, миллиамперметр 2, градуированный в милливольттах, переключатель пределов измерения милливольтметра 3, рукоятки магазинов сопротивлений 8, рукоятки внутреннего компенсатора 11, рукоятки симметрирующих сопротивлений 7, переключатель рода измеряемой величины 10, выключатель добавочного сопротивления 9, коаксиальное гнездо 4 для потенциальных выводов шунта, зажимы 5 для присоединения шунтов, коаксиальное гнездо 6 для присоединения компаратора к цепи напряжения.

Весь монтаж компаратора выполнен на внутренней стороне панели и защищен экранами и деревянным ящиком.

Безреактивный магазин сопротивлений 8, вмонтированный в компаратор мощности, состоит из четырех декад. Полное его сопротивление 15 500 Ω . При наибольшем значении измеряемого напряжения (300 в) ток в нем будет 20 ма, а в нагревателях каждого из термопреобразователей — 10 ма. При

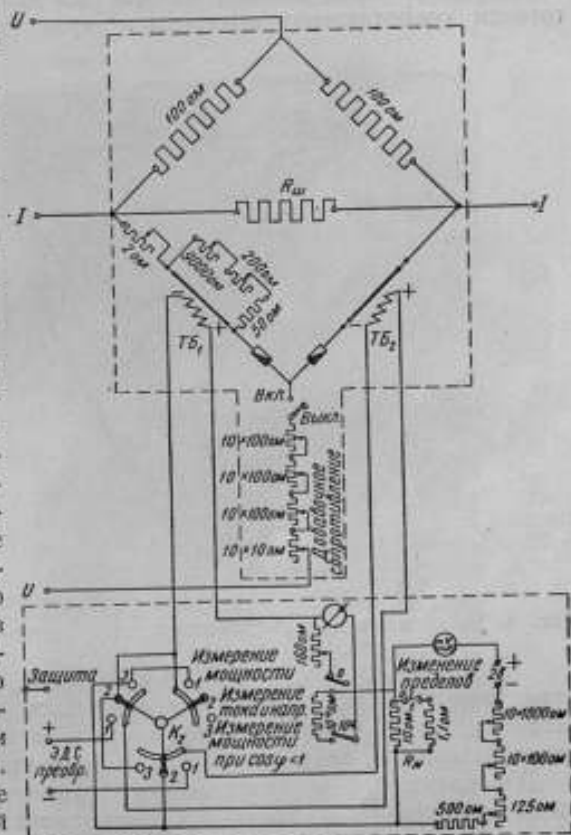


Рис. 3. Принципиальная схема термоэлектрического компаратора мощности.

меньших значениях напряжения сопротивление магазина выбирается таким, чтобы ток в нагревателях термопреобразователей не превосходил 10 ма .

В зависимости от выбранной методики измерения необходимо, чтобы сопротивление магазина при переходе от постоянного тока к переменному оставалось неизменным для всего звукового диапазона частот. Это достигается специальной конструкцией сопротивлений и соответствующим экранированием. Две катушки сопротивления по 100 ом каждая, наименьшую постоянную времени которых обеспечивает встречная обмотка, включены параллельно шунту и служат для создания искусственной средней точки.

Для уменьшения влияния наводок вся часть переменного тока вместе с магазином сопротивления помещена в экран (пунктирная линия в верхней части рис. 3).

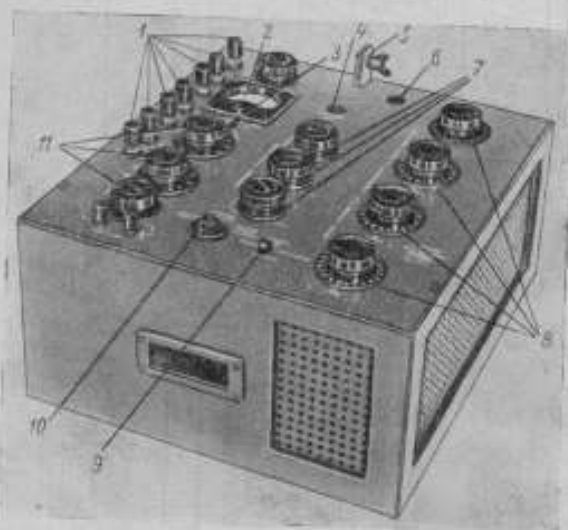


Рис. 4. Внешний вид термоэлектрического компенсатора мощности.

при напряжении 2 в ток в нем может изменяться от $0,17$ до 4 ма . Следовательно, этот ток будет создавать компенсационное напряжение от $1,7$ до 40 ма на сопротивлении 10 ом и от $0,17$ до 4 ма на сопротивлении 1 ом .

Для повышения устойчивости работы внутреннего компенсатора и его защиты от паразитных токов вся часть схемы постоянного тока снабжена специальной защитой, зажим которой нанесен на панель с обозначением „защита“.

Между частями постоянного и переменного токов в компараторе не должно быть связи, т. е. сопротивление изоляции должно быть по возможности большим.

Аппаратура для измерения величин постоянного тока

Для обеспечения высокой точности измерения величины постоянного тока и напряжения измеряются компенсатором в комплекте с нормальным элементом, делителем напряжения, набором образцовых катушек сопротивления и гальванометром.

Для обеспечения одновременности измерения тока и напряжения при поверке ваттметров в установке предусмотрен градуировочный компенсатор типа ПГ-1, служащий для поддержания неизменности напряжения, в то время как для измерения тока служат компенсатор типа ПН-4 и образцовые сопротивления. Градуировочный компенсатор применен также в комплекте с нормальным элементом и гальванометром.

Конструкция регулировочных устройств установки типа УВ повторяет аналогичные конструкции установок типов УПМ и УППТ завода „Эталон“.

Питание установки на постоянном токе производится от двух независимых источников. Цепь тока получает питание от аккумуляторной батареи большой емкости напряжением 4 в, цепь напряжения присоединяется к внешнему источнику постоянного тока 300 в. При поверке ваттметров существенно важна хорошая изоляция между источниками.

Источник питания регулируемой частоты

Питание установки на переменном токе нормальной и повышенной частоты осуществляется от специального устройства (рис. 5), соединяемого с установкой

двумя высокочастотными кабелями для подключения цепей тока и напряжения. Устройство состоит из маломощного генератора звуковой частоты 1, служащего для питания двух усилителей мощности 2 и 3 типов УМ-7 и УМ-6, отличающихся друг от друга только выходными трансформаторами. Усилитель типа УМ-6 имеет выходной трансформатор, рассчитанный на ток до 10 а, типа УМ-7 — на получение напряжений до 300 в. Характерной особенностью обоих усилителей является наличие в их схеме фазовращающих устройств, благодаря которым можно легко получить любой сдвиг фаз между питающими установку напряжением и током. Усилители имеют выходную мощность не менее 50 вт в рабочем диапазоне частот, при коэффициенте искажения порядка 3% , что вполне обеспечивает малые погрешности от содержания высших гармоник при поверке приборов, измеряющих действующие значения переменного тока. При питании ваттметра переменным током важно контролировать не только величину мощности, примерное значение которой показывает поверяемый прибор, но и величины тока и напряжения. Если обе эти величины и угол сдвига фаз между ними не контролировать, то возможна значительная перегрузка ваттметра. Поэтому в устройстве для питания переменным током помещены выпрямительные амперметр и вольтметр. Для контроля угла сдвига фаз и формы кривой в питающем устройстве помещен катодный осциллограф типа ЭО-6, позволяющий по фигуре на экране судить об угле сдвига фаз. Питающее устройство подключается к сети переменного тока через феррорезонансные стабилизаторы напряжения, что обеспечивает достаточную стабильность питания.

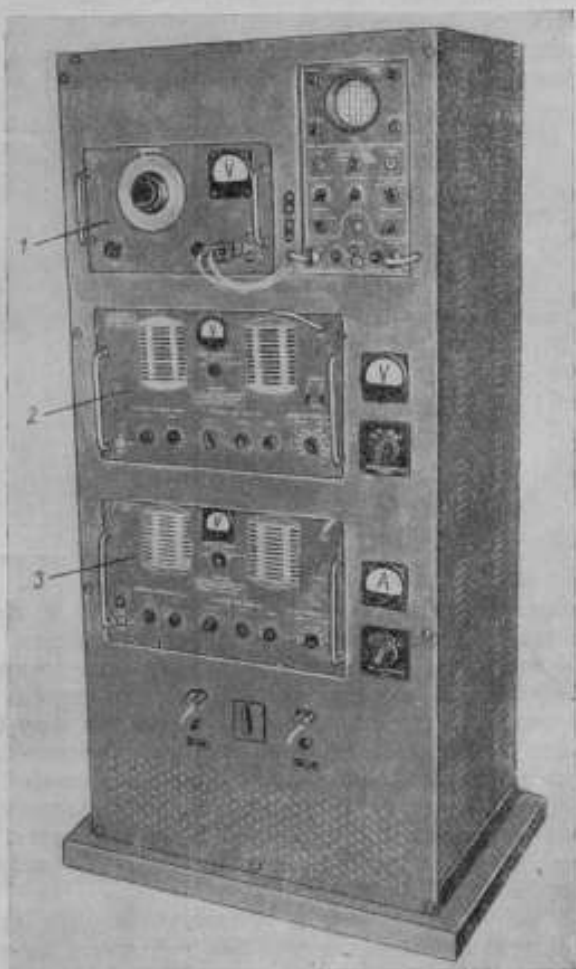


Рис. 5. Внешний вид устройства типа ИЗЧ-3А.

Исследование образцовой установки типа УВ-1

Исследование многоэлементных термопреобразователей. Основной частью термоэлектрического компаратора мощности являются многоэлементные термопреобразователи. Для обеспечения квадратичной зависимости между током в нагревателе и т. э. д. с. необходимо, чтобы термопреобразователи использовались при малых разностях температур между холодными и горячими концами термопар. Получающаяся при этом т. э. д. с. единичной термопары очень мала и не может обеспечить достаточной чувствительности, поэтому для ее увеличения применяются так называемые многоэлементные термопреобразователи. Известна конструкция термопреобразователей (рис. 6), представляющая собой некоторое число последовательно соединенных термопар, под которыми располагается общий нагреватель, укрепленный между пружинящими стойками, предохраняющими его от провисания при нагревании. Однако эта конструкция не совершенна, так как, несмотря на наличие пружинящих стоек, нагреватель при

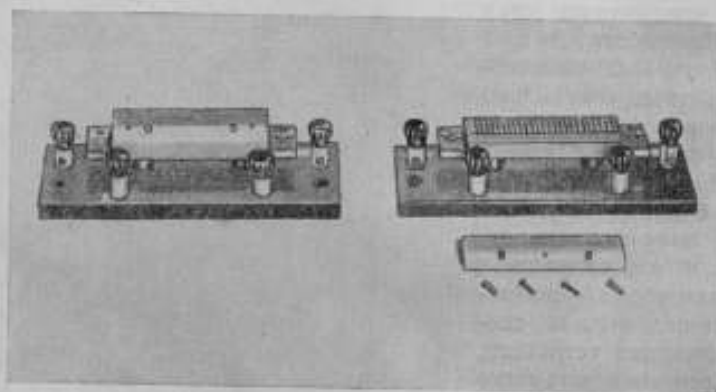


Рис. 6. Многоэлементные термопреобразователи.

прохождении тока по нему удлиняется и несколько провисает, что создает неустойчивость вольт-амперных характеристик. Кроме того, в многоэлементных термопреобразователях этой конструкции термопары обычно изготавливаются из многократно прокатанного бруска, спаянного из двух разнородных металлов. В процессе обработки и при прокатке в этом бруске нарушается резкость границы между металлами (вследствие взаимного проникновения) и в термопреобразователе приходится применять более широкий нагреватель с тем, чтобы он перекрыл полосу, разделяющую термопару. Однако расширение нагревателя нежелательно, так как при этом увеличивается инерционность термопреобразователя, емкость между нагревателем и термопарами, а также снижается чувствительность.

Кроме того, брусок, предоставленный в наше распоряжение лабораторией сплавов завода „Эталон“, был изготовлен из константана и манганина, так что т. э. д. с. каждой единичной термопары составляла относительно небольшую величину (порядка 4 мВ на 100°C). Поэтому решено было отказаться от изготовления термопреобразователей методом прокатывания бруска из двух разнородных материалов, а изготовить нужное число термопар путем сварки каждой пары из хромелевой и копелевой проволок, прокатанных для получения прямоугольного сечения. Это дало возможность значительно уменьшить размеры многоэлементного термопреобразователя и потребовало конструктивного изменения деталей. Многоэлементные термопреобразователи новой конструкции (рис. 7) были изготовлены на заводе „Эталон“ электромехаником Э. В. Ловцусом, предложившим и конструктивное решение поставленной задачи. В них осуществлено жесткое скрепление термопар и нагревателя через изоляционную прокладку.

Изготовленные таким образом хромель-копелевые термопары имеют сечение $6,3 \cdot 10^{-4} \text{ мм}^2$. При последовательном включении большого числа таких термопар существенное значение имеет длина каждой из них, так как ею определяется общее сопротивление всей батареи термопар. Длину термопары определяют из условий наименьшего допустимого расстояния между холодными

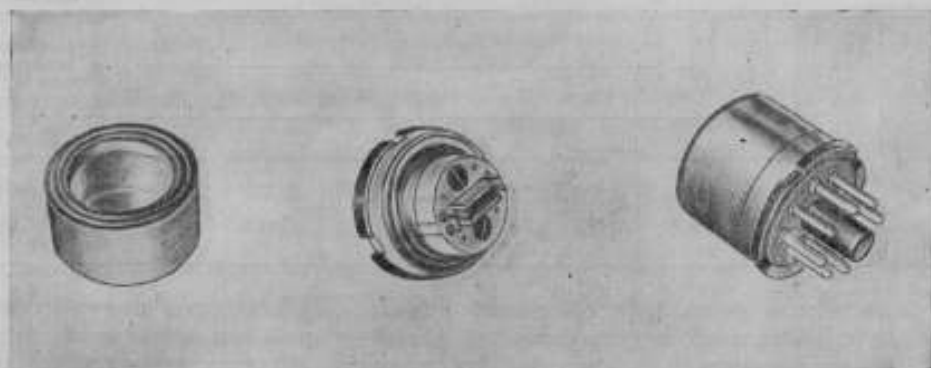


Рис. 7. Многоэлементные термопреобразователи новой конструкции.

концами и горячим спаем, определяемого опытным путем с помощью кривой, изображенной на рис. 8. Здесь по оси абсцисс отложена длина термопары, по оси ординат — величина т. э. д. с. при неизменном токе, проходящем по нагревателю. Кривая *OAB* характеризует зависимость т. э. д. с. e_t от длины термопары l , т. е.

$$e_t = f_1(l).$$

Если на этот же график нанести зависимость сопротивления от длины термопары, то получится прямая линия

$$R = f_2(l).$$

Из графика видно, что изменению длины термопары от 2 до 9 мм соответствует незначительное увеличение т. э. д. с., равное по абсолютной величине отрезку *BC*, причем сопротивление термопары возрастает примерно в четыре раза, что крайне нежелательно. Если длина термопары меньше 2 мм, начинает сказываться влияние горячего спаива на холодные концы термопар.

Результаты исследования двух термопреобразователей, входящих в комплект установки, приведены в табл. 1.

Наиболее важной особенностью термопреобразователя при измерении мощности при $\cos \varphi < 1$ является квадратичность характеристики. Для оценки квадратичности вольт-амперной характеристики каждого термопреобразователя определяется коэффициент K для крайней точки характеристики в уравнении

$$e = K I^2,$$

где e — т. э. д. с. термопреобразователя;

I — ток в нагревателе.

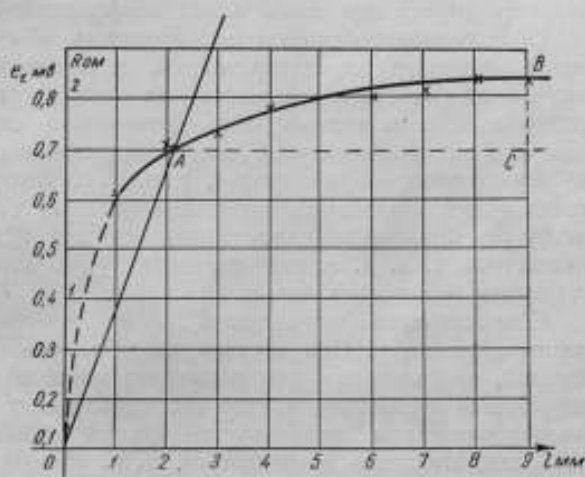


Рис. 8. График зависимости т. э. д. с. термопреобразователя от длины термопары.

По K вычисляются значения e_s для всех токов и определяется разность между опытными значениями e_s и квадратичной кривой, проведенной через крайнюю точку характеристики. Отличие от квадратичности для обеих термпар не превосходит $0,01\%$ — величины, соизмеримой с погрешностью определения значений тока и т. э. д. с.

Таблица 1

№ термопреобразователя	Сопротивление нагревателя, Ом	Сопротивление терморезистора, Ом	Ток, мА							Погрешность от неквадратичности	
			6	12	18	24	30	36	29	мА	%
			т. э. д. с., мВ								
1	10,382	124,0	0,637	2,550	5,750	10,212	15,960	22,982	26,969	0,002	0,01
2	10,364	125,0	0,640	2,557	5,750	10,219	15,964	22,985	26,974	0,002	0,01

Возможен и более простой способ оценки квадратичности кривой, основанный на вычислении вторых разностей ординат кривой при неизменном интервале по оси абсцисс. Как известно, эти разности остаются неизменными для строго квадратичных кривых. В полученных нами характеристиках вторые разности отличаются от верхней точки характеристики не более чем на $0,002$ мА, или $0,01\%$, что также соизмеримо с погрешностью определения величины тока и напряжения (т. э. д. с.).

Дополнительная погрешность, возникающая при переходе от переменного тока к постоянному, при измерении мощности, когда $\cos \varphi > 0,5$, обусловленная этим отступлением от квадратичности, не будет превосходить $0,05\%$ и может возрасти только при очень малых коэффициентах мощности.

Оба термопреобразователя, входящие в схему, обладают квадратичными вольт-амперными характеристиками, не совпадающими друг с другом. Так как это может вызвать погрешность при поверке ваттметров, то они должны быть совмещены, т. е. должно быть произведено симметрирование схемы по току, для чего включают регулируемое сопротивление параллельно нагревателю того из двух термопреобразователей, т. э. д. с. которого больше. Если по нагревателям обоих термопреобразователей проходят равные токи (когда к термоваттметру не приложено напряжение), то при встречно включенных терморезисторах разностная т. э. д. с. станет равной нулю, как только вольт-амперные характеристики будут совмещены.

Сопротивления нагревателей обоих термопреобразователей должны быть равны друг другу. При шунтировании нагревателя одного из термопреобразователей, необходимого для симметрирования по току, равенство сопротивлений нарушается и поэтому вводят последовательно с нагревателем одного из термопреобразователей регулируемое сопротивление. Это дает возможность уравнять сопротивления нагревателей, т. е. произвести симметрирование схемы по напряжению (установить отсутствие разностей т. э. д. с. при напряжении, приложенном к параллельной цепи ваттметра, и при отсутствующем токе в последовательной его цепи).

Исследование схемы для поверки ваттметров

Конструктивное объединение элементов схемы в один прибор могло привести к появлению новых погрешностей. Поставленные опыты по исследованию схемы для поверки ваттметров имели целью выяснить зависимость симметрирования термопреобразователей по току от величины тока, по напряжению от величины напряжения, по току и напряжению от частоты переменного тока и времени. Также следовало определить чувствительность компаратора по мощности, погрешность измерения мощности при $\cos \varphi < 1$, в зависимости от частоты переменного тока, повторяемость результатов измерения мощности и достижимую точность этих измерений.

Симметрирование термопреобразователей по току или совмещение вольт-амперных характеристик производилось при номинальном для данного шунта значении тока. Если характеристики термопреобразователей подобны, то при совмещении в одной точке они оказываются совмещенными и во всех точках; если же характеристики не подобны, то необходимо производить совмещение их в каждой точке, соответствующей изменению тока в шунте. Естественно, что это очень усложнило бы работу при поверке ваттметра, изменению показаний которого соответствует изменение тока в последовательной его цепи.

Величина тока в нагревателях определяется их сопротивлением и падением напряжения на шунте. Так как во всех шунтах при номинальных значениях тока падение напряжения одно и то же, то достаточно провести проверку

Таблица 2

Значение тока		Отклонение гальванометра	
a	$\%$ от номинального значения	деления	$\%e$
5,0	100	-1,0	-0,003
3,5	70	$\pm 0,0$	$\pm 0,000$
3,0	60	+0,5	+0,002
2,5	50	+0,5	+0,002
2,0	40	+0,7	+0,002
1,5	30	+0,8	+0,002
1,0	20	+0,6	+0,002

Таблица 3

Напряжение		Отклонение гальванометра	
a	$\%$ от номинального значения	деления	$\%e$
100	100	+0,0	+0,0
90	90	+0,2	+0,001
80	80	+0,3	+0,001
70	70	+0,7	+0,002
60	60	+0,9	+0,003
50	50	+1,0	+0,003
40	40	+1,1	+0,003

неизменности симметрирования по току при одном номинальном значении тока, чтобы считать справедливыми полученные результаты для всех шунтов.

В табл. 2 даны результаты, полученные для шунта, рассчитанного на 5 а. Симметрирование по току производилось на постоянном токе 3,5 а.

В последней графе приведены отклонения гальванометра в процентах от его отклонения при номинальной мощности, определяемой номинальным значением тока в шунте и номинальным напряжением для установленного добавочного сопротивления.

Изменению тока в шунте от 100 до 20 $\%$ соответствует изменение симметрирования, оцениваемое величиной 0,005 $\%$, что может быть не принято во внимание, так как лежит за пределами точности метода.

Зависимость симметрирования по напряжению от величины напряжения не существенна, так как ваттметры поверяются при напряжении, близком к номинальному, и, следовательно, оно может колебаться в процессе поверки только на величину порядка $\pm 10\%$ от номинального значения.

В табл. 3 приведена зависимость изменения симметрирования по напряжению от величины напряжения.

Как показывают результаты этих измерений, нарушение симметрирования по напряжению находится далеко за пределами точности метода.

Было произведено определение изменения симметрирования по току от частоты. Для этого термопреобразователи симметрировались на постоянном токе при определенном значении его. Затем схему переключали на переменный ток, причем добивались равенства величин постоянного и переменного токов. По отклонению гальванометра можно судить о нарушении симметрирования (табл. 4).

Из таблицы видно, что симметрирование по току в незначительной степени зависит от частоты переменного тока. В диапазоне частот до 7000 гц нарушение симметрирования не превосходит 0,01% и им можно пренебречь. При наибольшем значении частоты нарушение симметрирования может быть оценено величиной 0,033%.

Для выяснения зависимости симметрирования по току и по напряжению от времени, произведя симметрирование перед проверкой ваттметра, определяли нарушение его после проверки. Оказалось, что изменения симметрирования по току практически не происходит (меньше 1—1,5 делений гальванометра), а отклонение симметрирования по напряжению составляет величину порядка 0,015%, объясняемую некоторым изменением сопротивления нагревателя термопреобразователя в процессе проверки. Однако этой величиной изменения симметрирования можно пренебрегать.

В табл. 5 приведена зависимость симметрирования схемы по напряжению от частоты.

Таблица 4

Частота, гц	Отклонение гальванометра	
	деления	%
100	-0,9	-0,003
500	-0,9	-0,003
1 000	-1,0	-0,003
2 000	-1,1	-0,003
3 000	-1,2	-0,004
4 000	-1,4	-0,004
5 000	-1,6	-0,005
6 000	-2,3	-0,007
7 000	-3,5	-0,011
8 000	-5,0	-0,015
9 000	-6,8	-0,021
10 000	-11,0	-0,033

Таблица 5

Частота, гц	Отклонение гальванометра	
	деления	%
100	+1,0	±0,0
500	-0,5	-0,002
1 000	-0,6	-0,002
2 000	-0,8	-0,003
3 000	-1,2	-0,004
4 000	-1,3	-0,004
5 000	-1,5	-0,004
6 000	-1,6	-0,005
7 000	-1,8	-0,005
8 000	-1,8	-0,005
9 000	-1,9	-0,006
10 000	-2,0	-0,006

Чувствительность термоэлектрического компаратора мощности — величина постоянная для заданного предела измерения, так как между разностной т. э. д. с. e и измеряемой мощностью P существует линейная зависимость. Чувствительность компаратора определяется отклонением его гальванометра (вызванным изменением мощности), отнесенным к единице мощности:

$$S = \frac{\alpha}{\Delta P} = \frac{d\alpha}{dP},$$

где α — отклонение гальванометра;

ΔP — величина изменения мощности.

Величина отклонения α пропорциональна изменению разностной термоэлектродвижущей силы Δe :

$$\alpha = S_u \Delta e,$$

где S_u — чувствительность гальванометра по напряжению.

Известно, что

$$e = AP,$$

где A — постоянная величина, характеризуемая параметрами схемы и различная для различных пределов измерения.

Отсюда

$$\alpha = S_u A \Delta P.$$

Дифференцируя последнее выражение, получаем

$$S = \frac{d\alpha}{dP} = S_{\alpha}A.$$

Чувствительность компаратора мощности определяется чувствительностью гальванометра и термопреобразователя, а также параметрами схемы. Следовательно, если номинальное значение мощности для данного ваттметра может быть поверено для определенного подбора добавочного сопротивления и сопротивления шунта $R_{ш}$ при достаточной чувствительности, то и вся шкала этого ваттметра может быть поверена с той же чувствительностью.

Пороги чувствительности компаратора, выраженные в процентах от номинального значения мощности, измеренной на данном пределе (т. е. при определенном шунте и добавочном сопротивлении), имеют одинаковое значение, равное $0,003^{\circ}/_{10}$, что совершенно достаточно при проверке приборов всех классов точности, начиная с класса 0,1.

Определение погрешности измерения мощности при $\cos \varphi = 1$ подробно описано в статье А. Я. Безикович [1].

Методика установления частотной погрешности компаратора при измерении мощности сводится к следующему.

Последовательно с шунтом установки включают цепь, состоящую из безреактивного магазина сопротивления, образцовой катушки сопротивления и нагревателя воздушного термопреобразователя. К параллельной цепи компаратора мощности подается напряжение, снимаемое с магазина сопротивления. Шунт для компаратора мощности выбирают на то же номинальное значение тока, что и нагреватель воздушного термопреобразователя. В соответствии с напряжением источника постоянного тока устанавливают добавочное сопротивление в компараторе из расчета 50 ом на 1 в .

Установив по компенсатору некоторое значение постоянного тока, не превосходящее номинальных значений для нагревателя воздушного термопреобразователя и шунта, симметрируют термопреобразователи по току и напряжению. Переключив схему на переменный ток и регулируя выходное напряжение усилителя мощности, уравнивают значения переменного и постоянного токов по неизменности т. э. д. с. воздушной терморпары. Это необходимо для устранения влияния поправки, вызванной потерей мощности в шунте, имеющей место в схеме с неразделенными цепями тока и напряжения.

Компенсируя разностную т. э. д. с. компаратора, вновь переключают схему на постоянный ток. Затем уравнивают с помощью воздушного термопреобразователя значения переменного и постоянного токов. При этом показание компаратора должно также сохраняться неизменным. Изменение показания свидетельствует о наличии в компараторе погрешности, величину которой можно установить по изменению сопротивления, требуемого для компенсации т. э. д. с. Этот цикл измерений повторяют 4 раза при двух направлениях постоянного и переменного токов.

Разность сопротивлений, необходимая для компенсации т. э. д. с. при переменном и постоянном токах, дает абсолютную частотную погрешность.

При обработке результатов измерений установлено, что величина частотной погрешности компаратора имеет значения, приведенные в табл. 6.

Таблица 6

Частота, гц	Относительная погрешность, %	Частота, гц	Относительная погрешность, %
50	менее $\pm 0,05$	2 000	$\pm 0,05$
500	менее $\pm 0,05$	2 500	+0,07
1 000	$\pm 0,05$	3 000	+0,07
1 500	$\pm 0,05$	10 000	+0,10

Выше было сказано, что погрешность термоэлектрического метода измерения складывается из погрешности перехода от постоянного тока к переменному и из погрешности измерения величины постоянного тока, эквивалентной измеряемой величине переменного. В табл. 7 приведены суммарные погрешности измерения мощности термоэлектрическим методом при $\cos \varphi = 1$.

Кроме того, точность измерения обуславливается также постоянством самих измеряемых величин, что не влияет на точность метода и может сказаться только на повторяемости результатов измерения.

Выявление дополнительной погрешности измерения мощности при $\cos \varphi < 1$ было в основном проведено при частоте 50 гц с помощью хорошо изученного на постоянном токе малокоинусного ваттметра, предназначенного для измерений на переменном токе частотой 50 гц. Конструкцией этого ваттметра предусмотрена возможность десятикратной перегрузки последовательных обмоток; следовательно, полное отклонение может быть получено при $\cos \varphi = 0,1$, номинальном напряжении и токе, увеличенном в 10 раз по сравнению с номинальным.

Исследование прибора проведено при $\cos \varphi = 0,5$, номинальном напряжении $U = 30$ в и токе $I = 1$ а, равном удвоенному значению номинального. Так как прибор этот выполнен на подвесе, то для исключения погрешностей от неустойчивости нулевого показания необходимо при

Таблица 7

Частота, гц	Пределы измерения		Относительная погрешность измерения, %
	по току, а	по напряжению, в	
50—2000	0,05—10	5—300	+0,1
2000—10 000	0,05—10	5—300	+0,15

проверке следить за тем, чтобы при переходе от переменного тока к постоянному стрелка не смещалась заметно относительно установленной отметки.

Процесс поверки сводится к следующему. Включив постоянный ток, устанавливают стрелку поверяемого ваттметра на определенную отметку шкалы, желательно в конце ее¹. Затем переключают схему на переменный ток и точно совмещают стрелку ваттметра с той же отметкой. Компенсируя т. э. д. с. термопреобразователей, находящихся внутри компаратора, пропорциональную мощность, измеряемой ваттметром, переключают схему на постоянный ток и регулируют величину напряжения постоянного тока до тех пор, пока гальванометр в схеме градуировочного компенсатора не будет установлен на нулевое показание. Это означает, что измеренное напряжение соответствует номинальному, приложенному к ваттметру, в соответствии с показанием градуировочного компенсатора. Далее, оставляя неизменным напряжение, устанавливают ток, при котором указатель гальванометра компаратора будет находиться в нулевом положении. Необходимый для этого ток I_1 измеряют с помощью компенсатора постоянного тока. Затем вновь регулируют постоянный ток до тех пор, пока стрелка ваттметра не совместится с отметкой, с которой она была совмещена первоначально. Необходимый для этого ток I_2 вновь измеряют с помощью компенсатора. Этот цикл измерений повторяют четыре раза при прямом и обратном направлениях как постоянного, так и переменного токов и при сохранении знака угла сдвига фаз. Разность между двумя значениями тока $I_2 - I_1 = \gamma_1$ представляет собой абсолютную погрешность перехода от постоянного тока к переменному при малых $\cos \varphi$. Из этих четырех измерений определяют среднюю абсолютную погрешность.

Относительная погрешность вычисляется в процентах к абсолютному значению тока в данной точке. Это рассуждение справедливо, если считать, что напряжение, поддерживаемое постоянным, сохраняет свое значение с погрешностью, не превосходящей погрешности измерения на постоянном токе, т. е. величины $\pm 0,02\%$.

¹ Для точного совмещения стрелки с отметкой шкалы применяется микроскоп.

Результаты наблюдений показывают, что относительная погрешность перехода от постоянного тока к переменному частотой 50 гц при $\cos \varphi = 0,5$ не превосходит $\pm 0,1\%$.

На основании предварительных исследований приборов аналогичного типа другими методами было установлено, что дополнительная погрешность их при переходе с постоянного тока к переменному при малых $\cos \varphi$ не превосходит 0,1—0,2%. Если не принимать этого во внимание и всю величину полученной погрешности перехода в исследованном малокосинусном ваттметре отнести к термоэлектрическому методу, считая прибор свободным от погрешности перехода, то и тогда результаты измерения можно считать вполне удовлетворительными.

Величина погрешности измерения мощности при $\cos \varphi < 1$, обусловленная отступлением вольт-амперных характеристик от квадратичного закона, не зависит от частоты.

Погрешность измерения мощности при $\cos \varphi < 1$ зависит не только от отсутствия квадратичности вольт-амперных характеристик термопреобразователей [1], но обуславливается также угловой погрешностью термопреобразователя, которая в свою очередь зависит от постоянных времени элементов схемы. Для выявления суммарной погрешности измерения мощности при $\cos \varphi =$

Таблица 8

Частота, гц	Относительная погрешность измерения при $\cos \varphi = 0,5$, %	
	от неквадратичности	суммарная
50	0,1	0,1
2 500	0,1	0,2
5 000	0,1	0,3
10 000	0,1	0,4

$= 0,5$ во всем диапазоне частот также применен метод калиброванной нагрузки. Этот метод при $\cos \varphi = 0,5$ отличается от метода измерений при $\cos \varphi = 1$ тем, что в нагрузку включается реактивный элемент для создания и регулировки угла сдвига фаз, представляющий собой магазин емкости, состоящий из слюдяных конденсаторов. При переходе к постоянному току этот магазин замыкается накоротко. Он характеризуется некоторым активным сопротивлением, определяемым углом потерь конденсаторов. При переходе к постоянному току несколько изменяется сопротивление последовательной цепи схемы и, следовательно, величина измеряемой мощности. Относительная погрешность измерения мощности, вызванная углом потерь конденсатора, равна

$$\frac{\Delta P}{P} = \operatorname{tg} \delta \cdot \operatorname{tg} \varphi,$$

где δ — угол потерь конденсатора;

φ — угол сдвига фаз между током и напряжением в нагрузке.

В конденсаторах, применявшихся нами, угол потерь не превосходил $5 \cdot 10^{-4}$ рад.; поэтому погрешность, вызванная ими, не превосходила сотых долей процента и ею можно пренебречь. В табл. 8 приведены результаты исследования схемы измерения мощности при $\cos \varphi < 1$.

Исследование установки типа УВ-1 для измерения тока и напряжения

Если, как уже указывалось, в установках типов УППТ и УВ измеряемый ток превышает величину, допустимую для нагревателей термопреобразователей, то они шунтируются безреактивными шунтами. На рис. 9 изображен набор шунтов на 0,05—10 а. С помощью методики, приведенной в статье К. П. Широкова [4], проведено исследование частотной погрешности этих шунтов; результаты этих исследований сведены в табл. 9. Полученные погрешности подтверждают возможность измерения величины переменного тока до 10 а при наивысшем значении частот до 20 000 гц.

Таблица 9

Номинальное значение тока, а	Частота, гц	Погрешность измерения, ‰	Номинальное значение тока, а	Частота, гц	Погрешность измерения, ‰
0,1	20 000	-0,001	2,5	20 000	+0,012
0,25	20 000	+0,002	5,0	20 000	+0,011
0,5	20 000	+0,003	10,0	20 000	+0,060
1,0	20 000	+0,010			

Максимальная погрешность перехода от постоянного тока к переменному, равная $0,06‰$, получена для частоты 20 000 гц и является наивысшей для данной установки с шунтом на номинальное значение тока 10 а. С шунтами

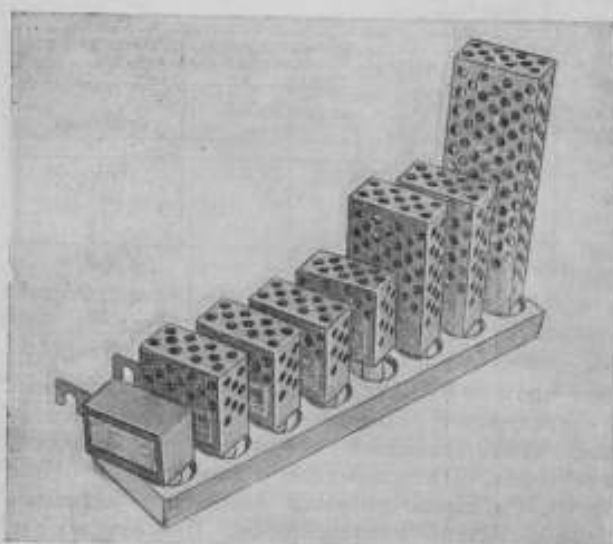


Рис. 9. Набор безреактивных шунтов, входящих в комплект термоэлектрического компаратора мощности.

для всех остальных номинальных значений тока погрешность перехода не превосходит $0,012‰$ во всем диапазоне.

С помощью магазина сопротивления, включаемого последовательно с термопреобразователями, изменяются пределы измерения по напряжению. Переключение магазина сопротивления из цепи переменного тока в цепь постоянного вызывает погрешность. При этом максимальная погрешность будет соответствовать наибольшему сопротивлению магазина при максимальной частоте. В лаборатории электрических измерений ВНИИМ применяется метод оценки погрешности напряжения на переменном токе

Таблица 10

Номинальное значение напряжения, в	Частота, гц	Погрешность перехода, ‰
300	20 000	+0,1
200	20 000	+0,07
150	20 000	+0,04
150	200	+0,03

повышенной частоты, подробно описанный в статье К. П. Широкова [4]. В приводимой ниже табл. 10 даны результаты исследования магазина сопротивления в компараторе и тем самым косвенно оценена возможность измерения напряжения до 300 в при частотах до 20 000 гц.

Максимальная погрешность перехода от постоянного тока к переменному, равная $+0,1‰$, получена для частоты 20 000 гц при высшем пределе измерения по напряжению. Для всех остальных пределов измерения погрешность измерения (перехода) не превосходит $0,07‰$ во всем диапазоне частот.

На основании проведенных исследований можно сделать следующий вывод. Основной погрешностью, вносимой разработанной аппаратурой при измерении тока, напряжения и мощности, является погрешность перехода от переменного

тока к постоянному. Кроме этого, войдут погрешности измерения величин постоянного тока и напряжения компенсационным методом, не превосходящие 0,02—0,03%, а в случае измерения мощности — 0,05%. Следовательно, суммарные погрешности измерения мощности в диапазоне частот до 10 000 гц не превыдут 0,2% при $\cos \varphi = 1$ и 0,3% при $\cos \varphi \geq 0,5$; погрешности измерения тока и напряжения в диапазоне частот до 20 000 гц не превыдут 0,1%. Полученные результаты позволяют применять установку для поверки приборов существующих классов точности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Безикович А. Я., Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), 1954.
2. Казандер М. С., «Вестник электропромышленности», № 1, 1952.
3. Кротова В. И., Потенциометры, 1940.
4. Широков К. П., Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), 1954.

ОБРАЗЦОВЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР ТОКА ДЛЯ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 50—10 000 гц

Для проверки измерительных трансформаторов тока, предназначенных для повышенной частоты, а также амперметров, измеряющих большие токи при повышенных частотах, и, следовательно, для измерения этих токов с большой точностью необходимо было создать образцовый измерительный трансформатор тока, имеющий возможно малые погрешности в диапазоне 50—10 000 гц.

Сличение поверяемых трансформаторов тока класса 3 с образцовым измерительным трансформатором производится с помощью двух амперметров, а трансформаторов классов 0,2, 0,5 и 1 с помощью дифференциально-нулевых приборов, специально для этого предназначенных [1]. В последнем случае собственные погрешности образцового трансформатора тока должны быть определены с большой точностью.

Дифференциально-нулевой метод дает возможность определить абсолютную погрешность образцового трансформатора при коэффициенте трансформации, равном 1, посредством сравнения токов в первичной и вторичной цепях трансформатора. Необходимо, чтобы эта погрешность оставалась неизменной и для всех других коэффициентов трансформации.

Требования, предъявляемые к образцовому трансформатору тока

Трансформатор тока может служить образцовым для дифференциально-нулевого метода проверки при повышенных частотах, если он будет удовлетворять следующим требованиям:

1. Первичная обмотка трансформатора должна состоять из ряда совершенно одинаковых секций, рассчитанных каждая на 5 а. При последовательном включении этих секций обеспечивается возможность определения абсолютных погрешностей трансформатора посредством дифференциального прибора при номинальном коэффициенте трансформации 5/5. Все остальные номинальные коэффициенты получаются соответствующим переключением секций первичной обмотки при сохранении того же числа ампервитков, при котором произведена проверка трансформатора.

2. Образцовый трансформатор должен иметь все номинальные коэффициенты трансформации (от 5/5 до 200/5 а), указанные в ОСТ. Переключение первичной обмотки его должно обеспечивать измерение токов 5; 7,5; 10; 15; 20; 30; 40; 50; 75; 100; 150 и 200 а. Вторичная обмотка должна быть рассчитана на 5 а.

3. Погрешности трансформатора должны быть не более допускаемых для класса 0,2 при частоте 50—10 000 гц и нагрузке 0,4 о.м. Для этого конструкция трансформатора должна обеспечить минимальные: а) потери в железе при повышенных частотах; б) рассеяние во вторичной обмотке, влияние которого сильно возрастает с частотой; в) увеличение активного сопротивления обмотки при повышении частоты (влияние поверхностного эффекта); г) собственную и взаимную

емкость обмоток; д) емкость в коммутаторе, переключающем секции первичной обмотки.

При выполнении всех этих условий в трансформаторе исключается появление дополнительных погрешностей при увеличении частоты переменного тока до 10 000 гц.

Описание конструкции

Приводим описание конструкции опытного трансформатора, изготовленного с учетом всех перечисленных требований¹.

Сердечник трансформатора был изготовлен из ленты молибденового пермаллоя (ширина 60 мм, толщина после прокатки 0,15 мм), свернутой плотной спиралью, причем поверхность ее покрывалась изолирующим составом (окись хрома, разведенная в ацетоне).

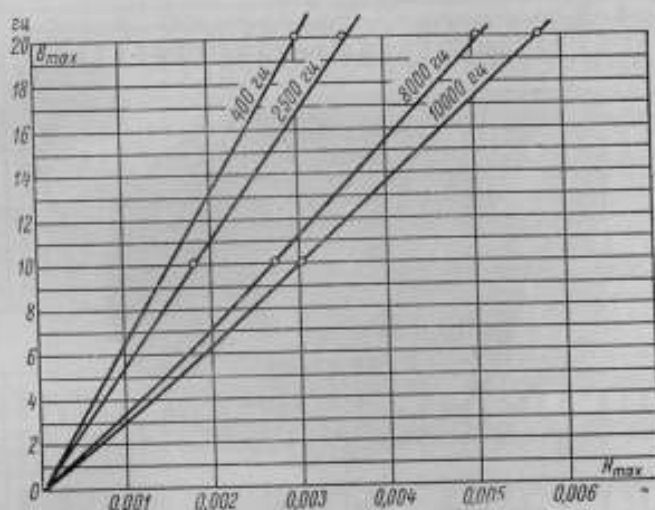


Рис. 1. Основная кривая намагничивания сердечника трансформатора.

Как показал опыт, при небрежном изготовлении сердечника потери в нем могут увеличиться в два раза по сравнению с потерями в сердечнике из той же ленты, но изготовленном и изолированном более тщательно, поэтому следует обратить внимание на качество изготовления сердечника и надежность изолирующего слоя.

После изготовления сердечник был дважды отожжен, затем в магнитной лаборатории ВНИИМ исследовались его магнитные свойства, служившие исходным материалом для расчета погрешностей трансформатора. Построенная по данным этих испытаний основная кривая намагничивания (рис. 1) указывает на низкое качество примененного молибденового пермаллоя.

Первичная обмотка из провода марки ЛЭШД состоит из 40 секций (по 3 витка), рассчитанных на 5 а и расположенных равномерно по окружности сердечника. Но, поскольку это число ампервитков (600 аа) не может обеспечить всех необходимых коэффициентов трансформации, то предусмотрено включение этих секций на 450 аа (рис. 2).

¹ Первый образец трансформатора ОТЧ-1 был изготовлен механиками завода „Эталон“ Н. Т. Рузаевым и Б. Д. Грачевым при консультации Д. И. Зорина. После исследования этого образца заводом „Эталон“ были изготовлены трансформаторы ОТЧ-2 по чертежам КБ, внесшим некоторые конструктивные изменения.

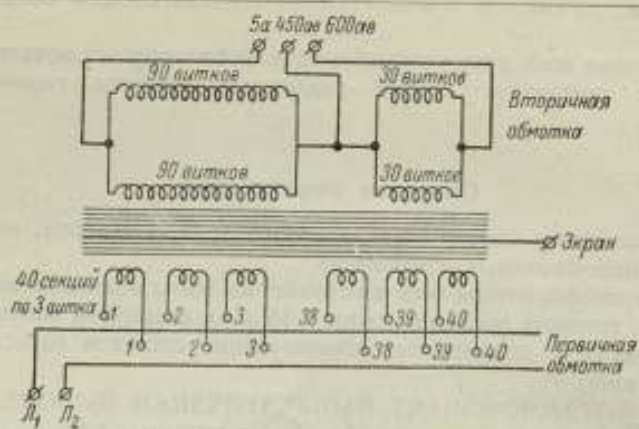


Рис. 2. Схема обмоток сердечника.

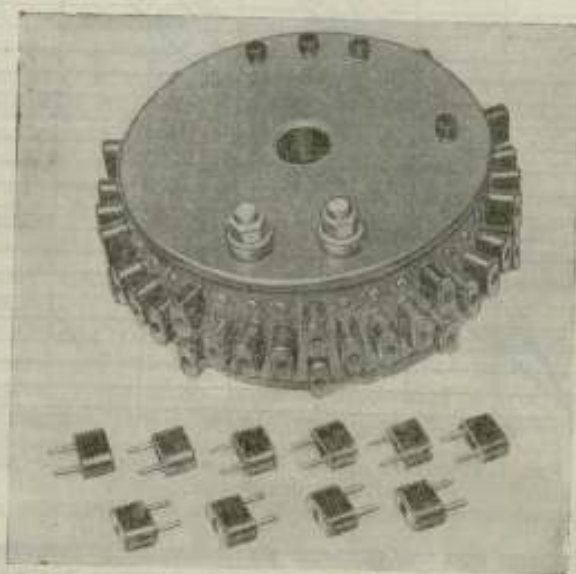


Рис. 3. Общий вид трансформатора типа ОТЧ-1.

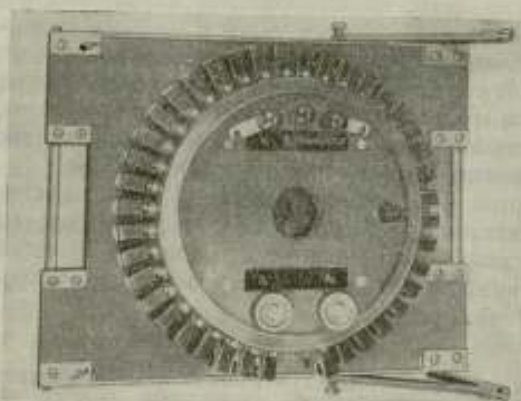


Рис. 4. Общий вид трансформатора типа ОТЧ-2.

Коммутатор первичной цепи (рис. 3 и 4), обеспечивающий переключение 40 секций, расположен на наружной боковой поверхности трансформатора. Он состоит из 4 рядов штепсельных гнезд, обеспечивающих минимальную емкость коммутатора. Верхний и нижний ряды гнезд соединены с зажимами трансформатора L_1 и L_2 (рис. 2), к которым подводится первичный ток.

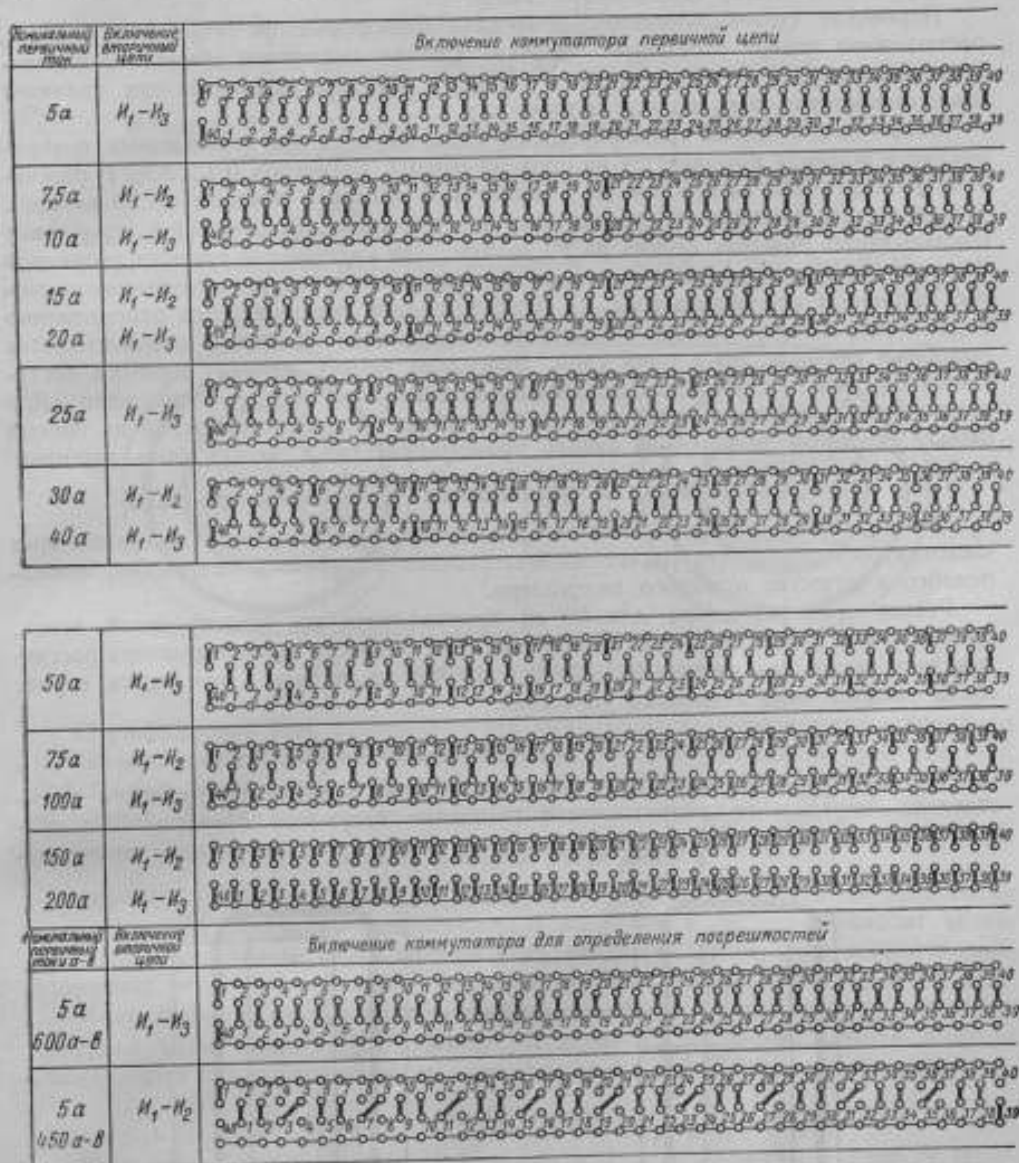


Рис. 5. Схемы переключений коммутатора.

Для уменьшения неравномерности распределения тока в собирающих шинах их делают из нескольких участков, соединяющих небольшую группу гнезд. Эти участки шины присоединяются посредством провода ЛЭШД, не подверженного поверхностному эффекту, к выходным зажимам первичной обмотки трансформатора. К штепсельным гнездам двух средних рядов коммутатора подводятся начала и концы всех секций первичной обмотки. На рис. 5 приведены схемы переключений коммутатора для различных величин номинального первичного

тока. Переключение секций производится с помощью короткозамкнутых штепсельных вилок (на рис. 5 обозначены короткими жирными черточками).

Кроме указанных в этой схеме коэффициентов трансформации, при использовании трансформатора в качестве проходного и наложении одного или двух витков, являющихся в этом случае первичной обмоткой, могут быть получены коэффициенты 600/5, 450/5, 300/5, 225/5.

Первичная секционированная обмотка в трансформаторе тока, как обычно, расположена поверх вторичной обмотки. Секции первичной обмотки распределены равномерно по окружности сердечника, так что каждая из них занимает одну сороковую часть полной окружности.

Вторичная обмотка трансформатора тока, которая для уменьшения поверхностного эффекта выполняется из провода ЛЭШД, диаметром $0,1 \times 35 \times 7$, рассчитана на 600 и 450 *ав* при 5 *а* (т. е. имеет 120 витков с отводом от 90 витков). Каждая секция равномерно распределена по сердечнику. Ближайшей к сердечнику накладывается большая секция из 90 витков. Для уменьшения емкости вторичной обмотки каждая секция разделена на две параллельные ветви, расположенные на разных половинах сердечника (рис. 2). Намотка первой секции ведется одновременно в два слоя. Вторая секция (30 витков) изолирована от первой и наматывается подобным образом, но в один слой. Благодаря такому порядку намотки достигается то, что между рядом лежащими витками напряжение очень мало. Для исключения емкостного тока между обмотками предусмотрен экран из тонкой фольги, который выведен на панель трансформатора и может быть заземлен.

Расчет погрешностей образцового трансформатора тока

Для примерного определения погрешностей трансформатора при различных частотах был произведен расчет окончательного варианта конструкции, выполненного в качестве опытного экземпляра.

Расчет трансформатора для 50 *гц* производился по общепринятой схеме, по магнитным характеристикам сердечника. Погрешности трансформатора рассчитывались также для частот 400, 2500 и 10 000 *гц*, причем в последнем случае схема расчета была несколько упрощена.

Расчет индуктивности рассеяния

При определении параметров трансформатора некоторые трудности представляло определение индуктивности рассеяния вторичной обмотки. Был применен метод Арнольда [2], основанный на замене рассчитываемого трансфор-

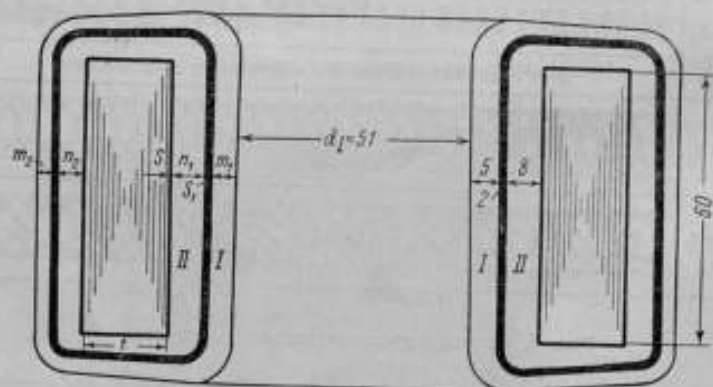


Рис. 6. Рассчитываемый трансформатор.

матора (рис. 6) — эквивалентным трансформатором (рис. 7) с кольцевым тором и строго concentрично расположенными на нем обмотками.

Ток в обмотках эквивалентного трансформатора может быть представлен равномерно распределенным по всему сечению обмотки. Индуктивность рассея-

ния вторичной обмотки определяется потоком Φ_{S_2} , сосредоточенным между внутренним и внешним радиусами этой обмотки, и может быть найдена по формуле:

$$L_2 = \frac{\Phi_{S_2}}{I_2} = - \frac{\pi}{3\rho} \omega_2^2 (b^2 - a_1^2) \cdot 10^{-9} \text{ мГн},$$

где $a_1 = \sqrt{\frac{S}{\pi}} + \Delta_1$ — внутренний радиус вторичной обмотки;

S — площадь сечения железа трансформатора;

Δ_1 — толщина изоляции;

$b = a_1 + \Delta_{II}$ — внешний радиус вторичной обмотки (где

Δ_{II} — средняя толщина ее);

ρ — средний радиус сердечника эквивалентного трансформатора.

Для нашего случая $a_1 = 1,9 \text{ см}$, $b = 2,6 \text{ см}$, $\omega_2 = 120$, $\rho = 5,8 \text{ см}$.
Тогда индуктивность рассеяния вторичной обмотки $L_2 = -8,3 \text{ мкГн}$.

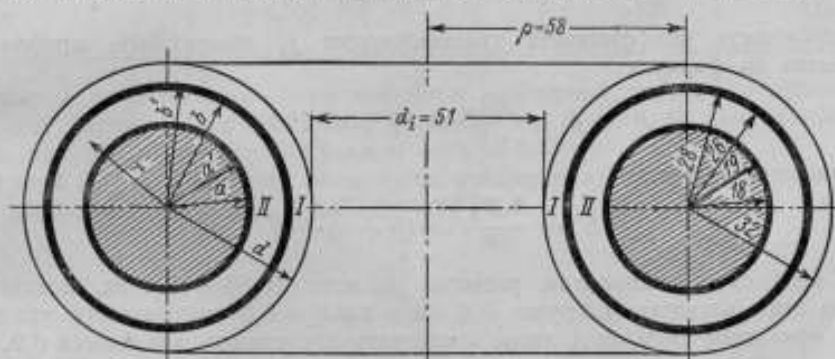


Рис. 7. Эквивалентный трансформатор.

Отрицательный знак показывает, что индуктивность определяется в основном потоком первичной обмотки. Таким образом, э. д. с., вызванная этим потоком, будет иметь также знак, обратный э. д. с., индуктированной во внешней цепи вторичной обмотки при прохождении вторичного тока.

Схема расчета погрешности

Обычный расчет погрешностей трансформатора тока производится следующим порядком. По заданному сопротивлению нагрузки и $\cos \varphi$ находят активное (R_2) и реактивное (x_2) сопротивления нагрузки. Затем, зная сопротивление вторичной обмотки r_2 , находят общее активное сопротивление $R_{20} = R_2 + r_2$.

Индуктивное сопротивление вторичной обмотки $x'_2 = \omega L_2$ находится по определенной нами выше индуктивности рассеяния L_2 и данной частоте и тогда определяется общее индуктивное сопротивление

$$x_{20} = x_2 + x'_2.$$

Угол сдвига α между вторичным током и э. д. с. вторичной обмотки определяется по составляющим общего сопротивления

$$\alpha = \text{arctg} \frac{x_{20}}{R_{20}}$$

и э. д. с. вторичной обмотки должна быть

$$E_2 = z_{02} \cdot I_{2n} \cdot n,$$

где $n = \frac{I}{I_n}$, т. е. доля номинального тока, и z_{02} — общее сопротивление вторичной обмотки.

Определяя E_2 для различных n , равных 0,1, 0,2, 0,5 и 1, находим по известной формуле индукцию в сердечнике трансформатора

$$B_{\max} = \frac{E_2 \cdot 10^8}{4,44 f \cdot S \cdot \omega_2} \quad (1)$$

а затем — напряженность поля H_{\max} по кривым намагничивания и общие ампервитки AW_0 .

По данным, полученным при магнитных испытаниях сердечника, определяется число ампервитков $AW_{ж}$, идущих на покрытие потерь в железе, по формуле

$$AW_{ж} = \frac{P_{ж}}{E_2} \cdot \omega_2,$$

после чего угол потерь в железе ψ определится по общему числу ампервитков и числу ампервитков, идущих на покрытие потерь

$$\psi = \arcsin \frac{AW_{ж}}{AW_0}.$$

Погрешность коэффициента трансформации f_i может быть приближенно определена по формуле:

$$f_i = \frac{AW'_0}{AW} \sin(\psi + \alpha) \cdot 100 \quad (2)$$

и угловая погрешность

$$S' = \frac{A \cdot W'_0}{AW} \cos(\psi + \alpha) \cdot 3440. \quad (3)$$

По этой схеме выполнены расчеты для частоты 50 и 400 гц, показавшие, что при этих частотах, нагрузке 0,4 ом и $\cos \varphi = 0,8$ погрешности трансформатора тока типа ОТЧ не должны превышать допустимых для класса 0,2.

Упрощение расчета

Для более высоких частот расчет может быть упрощен, так как опытные кривые намагничивания для 2500, 8000 и 10 000 гц (рис. 1) в нужной нам области можно считать, с достаточной степенью точности, прямыми линиями, и проницаемость μ будет оставаться постоянной для данной частоты. Тогда общее число намагничивающих ампервитков будет связано с параметрами трансформатора следующим образом:

$$AW_0 = \frac{z_0 \cdot I_n \cdot n \cdot 10^8 \cdot l}{7,8 f \cdot S \cdot \mu \cdot \omega_2},$$

где l — средняя длина магнитной цепи.

Для определения основного множителя, входящего в уравнения погрешностей (2) и (3), получаем

$$\frac{AW_0}{AW} = \frac{z_0 \cdot l \cdot 10^8}{7,8 \cdot f \cdot S \cdot \mu \cdot \omega_2^2} \quad (4)$$

так как $AW = \omega_2 \cdot I_n \cdot n$.

Из полученного уравнения (4) видно, что отношение $\frac{AW_0}{AW}$ при неизменности μ не зависит от величины тока, а при заданной величине сопротивления вторичной цепи зависит только от частоты и проницаемости при данной частоте. Таким образом, нет необходимости вести расчет для различных значений n .

Для упрощения расчета определения погрешностей трансформатора тока заменим формулы (2) и (3) следующими неравенствами:

$$f_i < \frac{AW_0}{AW_1} \cdot 100$$

и

$$S' < \frac{AW_0}{AW_1} \cdot 3440.$$

Неравенства справедливы, так как $\sin(\psi + \alpha)$ и $\cos(\psi + \alpha)$ при любых углах ψ и α и по числовому значению будут меньше 1 и позволят при определении погрешности обходиться без вычисления угла ψ . Это весьма существенно, так как не всегда имеются необходимые экспериментальные данные о потерях в сердечнике при повышенных частотах.

Расчет погрешностей частот для 10 000 гц

Рассмотрим характеристики трансформатора при наивысшей частоте диапазона — 10 000 гц. Индуктивное сопротивление рассеяния, малое при небольших частотах, достигает при данной частоте весьма заметной величины. Из приведенных выше расчетов мы получили индуктивность рассеяния $L_2 \approx -8$ мкгн. Для различных частот она дает следующие величины индуктивного сопротивления

Таблица 1

Частота, гц	50	400	2500	10 000
x'_{20} ом	-0,002	-0,02	-0,125	-0,52

На рис. 8 представлены соответствующие векторные диаграммы трансформатора для частот 50 гц (рис. 8, а) и 10 000 гц (рис. 8, б) при одинаковой нагрузке вторичной цепи $z_2 = 0,4$ ом и $\cos \varphi = 0,8$.

При этой нагрузке величина общего сопротивления вторичной цепи трансформатора для частоты 10 000 гц будет $z_0 = 0,53$ ом.

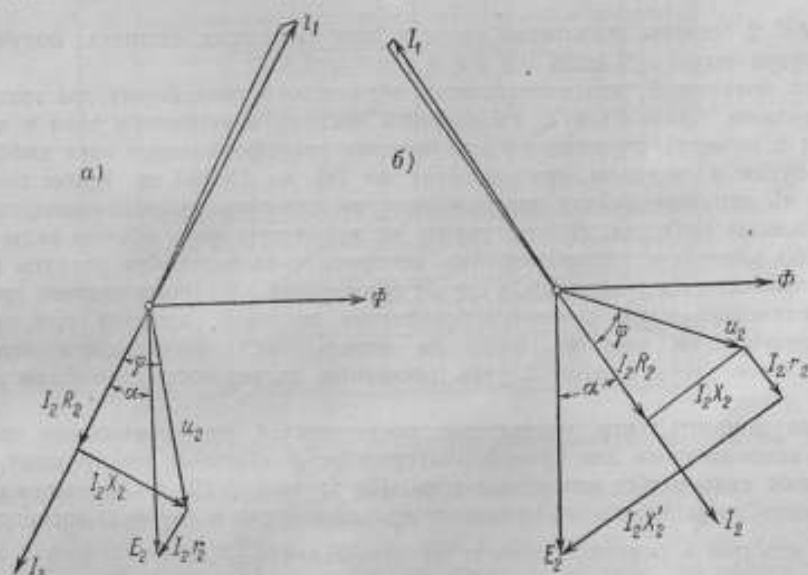


Рис. 8. Векторные диаграммы трансформатора тока ОТЧ при различных частотах и одинаковой нагрузке вторичной цепи.

Величина z_0 остается примерно той же, что и для более низких частот, а следовательно, также и величина вектора э. д. с. E_2 , но направление его изменится.

При частоте 10 000 гц вектор E_2 опережает ток I_2 во вторичной цепи, и угол сдвига фаз между ними будет

$$\alpha = \arctg \frac{x_{20}}{R_{20}} = -32^\circ.$$

Для определения погрешностей трансформатора тока ОТЧ-1 при частоте 10 000 гц находим из кривой намагничивания, что $\mu = 3,2 \cdot 10^3$.

При $f = 10\,000$ гц и $z_0 = 0,53$ ом получаем:

$$\frac{AW_0}{AW} = 5 \cdot 10^{-5},$$

и, следовательно, погрешность трансформатора

$$f_i < 5 \cdot 10^{-3},$$

$$\delta' < 0,2'.$$

Таблица 2

Частота, гц	50	400	2500	10 000
Погрешность коэффициента трансформации, %	0,3--0,1*	0,1--0,04	0,02	0,005
Угловая погрешность, мин.	14--2	2--0,5	0,4	0,2

* Первая цифра соответствует наименьшему току ($0,1I_N$) и 450 ом, вторая — номинальному току (I_N) и 600 ом.

В табл. 2 сведены результаты расчета при различных частотах, полученные для нагрузки вторичной цепи 0,4 ом и $\cos \varphi = 0,8$.

Расчет показывает, что погрешности образцового трансформатора тока типа ОТЧ-1 должны понижаться с увеличением частоты измеряемого тока и что он пригоден в качестве образцового для поверки трансформаторов тока дифференциально-нулевым методом при частотах от 50 до 10 000 гц. Кроме того, он может быть использован для поверки методом сличения трансформаторов тока низкого класса точности. В этом случае во вторичную цепь обычно включается какой-либо амперметр, сопротивление которого с возрастанием частоты значительно увеличивается (например, в случае применения электромагнитного прибора из-за увеличения индуктивного сопротивления системы), поэтому при расчете трансформатора на частоте 10 000 гц определялись погрешности его при нагрузке 4 ом. Но и в этом случае расчетные погрешности его были весьма малы.

Можно доказать, что уменьшение погрешностей при повышении частоты является закономерным для трансформаторов тока обычной конструкции, пока не начинают сказываться емкостные токи. Из уравнений (2) и (3), выражающих приближенно погрешность коэффициента трансформации и угловую погрешность, следует, что они в основном зависят от отношения $\frac{AW_0}{AW}$.

Как показано в уравнении (4),

$$\frac{AW_0}{AW} = \frac{z_0 \cdot I \cdot 10^8}{7,8 \cdot f \cdot S \mu \cdot \omega_2^2}.$$

Так как I , S и ω_2 являются неизменными параметрами трансформатора, то подставляя в уравнение (4) некоторую постоянную

$$D = \frac{I \cdot 10^8}{7,8 \cdot S \omega_2^2},$$

получаем

$$\frac{AW_0}{AW_1} = \frac{z_0 D}{\mu \cdot f}.$$

Следовательно, основной множитель, определяющий погрешность трансформатора, зависит от общего сопротивления z_0 вторичной цепи, от частоты f и от магнитной проницаемости μ , которая в общем случае меняется в зависимости от тока и частоты (рис. 9).

Как видно из рис. 9, магнитная проницаемость во всех случаях (особенно в малых полях) падает при увеличении частоты значительно меньше, чем возрастает произведение μf , от которого зависит величина погрешностей. Поэтому отношение $\frac{AW_0}{AW_1}$ резко падает при увеличении частоты, если сопротивление цепи вторичной обмотки z_0 меняется незначительно.

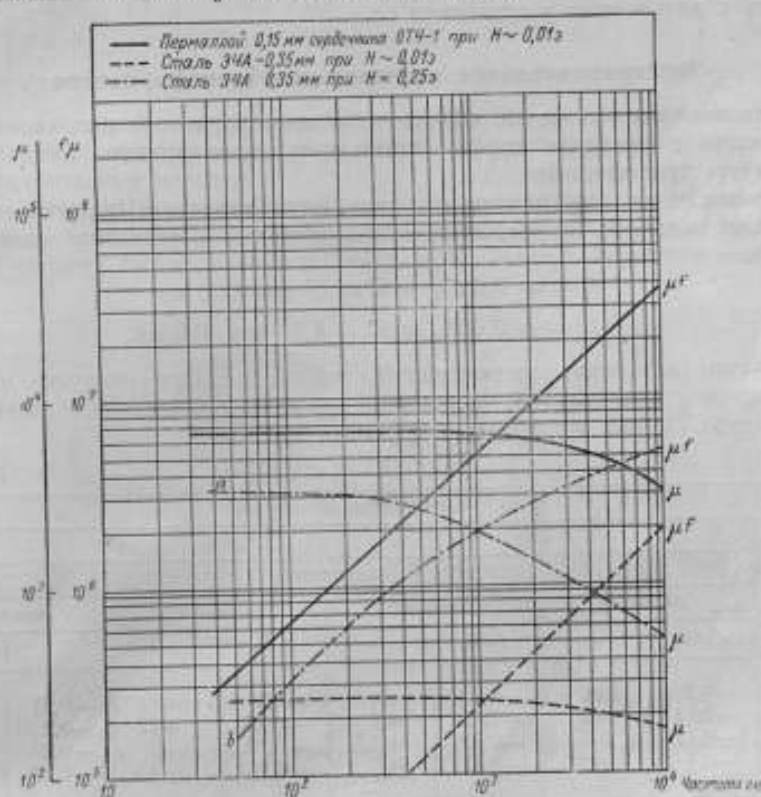


Рис. 9. Зависимость μ и μf от частоты для различных материалов.

Погрешности трансформатора зависят также от угла $(\alpha + \psi)$, т. е. от сдвига фаз во вторичной цепи трансформатора и от потерь в сердечнике, увеличивающихся с возрастанием частоты при данной индукции B . Но так как индукция при постоянной z_0 уменьшается пропорционально частоте, то потери в железе трансформатора остаются почти неизменными; возможное, однако, возрастание угла ψ не скажется заметно на тригонометрических функциях угла $(\alpha + \psi)$, входящих в выражение погрешностей, особенно при больших значениях угла α .

Таким образом, уменьшение основного множителя $\frac{AW_0}{AW_1}$ в выражении погрешностей намного превосходит возможное увеличение тригонометрического множителя.

Погрешности трансформатора с увеличением частоты должны уменьшаться, если общее сопротивление вторичной цепи неизменно. Отсюда очевидно, что при повышенной частоте во вторичной цепи трансформатора тока можно допустить большую нагрузку, чем при 50 гц. Если трансформатор замкнут на нагрузку с постоянными R и L , что имеет место при включении приборов, то

общее сопротивление z_0 будет изменяться с частотой в зависимости от соотношения этих параметров. В этом случае, начиная с некоторой частоты, когда индуктивное сопротивление цепи вторичной обмотки будет значительно превосходить ее активное сопротивление, можно считать, что $z_0 \approx 2\pi fL$ и

$$\frac{AW_0}{AW_1} \approx \frac{2\pi L \cdot D}{\mu}$$

Так как μ при больших частотах падает довольно резко (рис. 9), то погрешности трансформатора, нагрузка которого изменяется пропорционально частоте, будут примерно до частоты 1000 гц меняться незначительно и начнут возрастать с дальнейшим увеличением ее.

Экспериментальное исследование трансформатора

Определение погрешностей образцового трансформатора при частоте 50 гц производилось с помощью дифференциально-нулевого прибора типа АТТ при коэффициенте трансформации 5/5.

Погрешности трансформатора в случае, если вторичная обмотка его нагружена только цепью T_0 дифференциального прибора, составляют для номинального тока:

$$f_1 = -0,02\% \text{ и } \delta' = 3' \text{ для } 600 \text{ аа}$$

$$f_1 = -0,05\% \text{ и } \delta' = 4,5' \text{ для } 450 \text{ аа.}$$

Результаты измерения погрешностей, полученные при нагрузке вторичной цепи, близкой к номинальной, интересно сравнить с расчетными данными. Как видно из табл. 3, они совпадают достаточно хорошо.

Таблица 3

$\frac{I}{I_n} \%$	Количество ампервитков							
	600				450			
	Погрешности							
	расчетные		опытные		расчетные		опытные	
$f_1 \%$	δ'	$f_1 \%$	δ'	$f_1 \%$	δ'	$f_1 \%$	δ'	
10	-0,2	+8	-0,12	+8	-0,1	+14	-0,21	+12
20	-0,14	+7	-0,12	+7	-0,26	+12	-0,21	+10
50	-0,12	+5	-0,12	+5,5	-0,19	+6	-0,21	+6
100	-0,1	+2	-0,11	+3	-0,16	+3,5	-0,18	+3,5
Нагрузка	$z_2 = 0,4$ $\cos \varphi = 0,8$		$z_2 = 0,42$ $\cos \varphi = 0,86$		$z_2 = 0,4$ $\cos \varphi = 0,8$		$z_2 = 0,4$ $\cos \varphi = 0,86$	

Определение погрешностей образцового трансформатора при повышенной частоте производилось также дифференциально-нулевым методом сравнения первичного и вторичного токов при коэффициенте трансформации 5/5. Для этой цели применялся прибор типа ДНП¹, предназначенный для повышенных частот. Результаты измерения погрешностей при частотах 400, 1000, 2500, 8000 гц представлены в табл. 4. Из приведенных данных очевидно, что погрешности образцового трансформатора при этих частотах для коэффициента трансформации 5/5 не превосходят допустимых для класса 0,2.

Конструкция трансформатора и технология его изготовления таковы, что должны обеспечить неизменность погрешностей трансформатора при любой схеме включения секций при равном числе номинальных ампервитков. Однако это обстоятельство необходимо было экспериментально проверить. Чтобы установить, что погрешности трансформатора при наибольшем номинальном токе

¹ См. статью настоящего сборника, стр. 50.

Таблица 4

$\frac{I}{I_n} \%$	Частота, гц									
	50		400		1000		2500		8000	
	Погрешности									
	$I_1 \%$	δ'	$I_1 \%$	δ'	$I_1 \%$	δ'	$I_1 \%$	δ'	$I_1 \%$	δ'
10	-0,06	+8	-0,05	+0,5	-0,02	+0,2	-0,01	-0,1	-0,01	0
20	-0,07	+7	-0,05	+0,5	-0,02	+0,2	-0,01	-0,1	-0,01	0
50	-0,08	+5	-0,05	+0,5	-0,02	+0,1	-0,01	0	-0,01	0
100	-0,08	+3	-0,05	+0,2	-0,02	0	-0,01	0	-0,01	0

200 а и наибольшей частоте диапазона 10 000 гц не превосходят допустимых для класса 0,2, производился опыт определения коэффициента трансформации термоэлектрическим методом.

Этот метод [4], заключающийся в измерении токов повышенной частоты посредством замены их эквивалентными постоянными токами или токами нормальной частоты 50 гц, нашел широкое применение в измерительной технике.

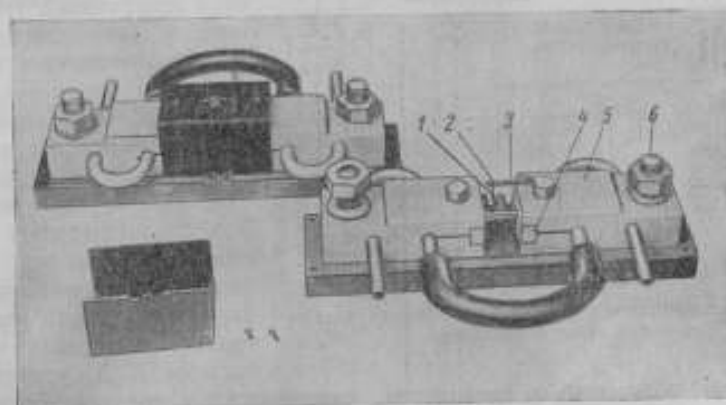


Рис. 10. Термопреобразователи с водяным охлаждением колодок.

Он был также применен для измерения токов в первичной и вторичной цепях трансформатора тока с целью определения его коэффициента трансформации.

Термопреобразователи обычной конструкции не могут применяться при токе выше 30—50 а из-за заметной зависимости т. э. д. с. от времени включения. Поэтому автором были разработаны термопреобразователи, рассчитанные на ток до 300 а с водяным охлаждением колодок. Для уменьшения влияния поверхностного эффекта нагреватель 1 термопреобразователя был изготовлен из нихрома в виде короткой полый трубки с тонкими (0,5 мм) стенками (рис. 10) и впаив в латунные держатели 4, зажатые в массивные медные колодки 5, охлаждаемые водой. Измеряемый ток подводился к болтам 6 соответствующего сечения, укрепленным на этих колодках.

Термопреобразователи имеют бесконтактную дифференциальную термопару 1 с двумя нагретыми спаями — основным и компенсационным. Основной спай термопары припаявается к середине нагревателя легкоплавким свинцовым стеклом, имеющим высокие изолирующие свойства, а компенсационный спай укрепляется на медной пластинке 2, имеющей тепловой контакт с одной из колодок. Перемещением пластинки подбирается такое положение компенсационного спая относительно основного, при котором имеет место наименьшее изменение общей т. э. д. с. в зависимости от времени включения.

Проведенные испытания показали, что после установления режима изменение т. э. д. с. за 30 мин. не превышает $0,05-0,1\%$, что вполне достаточно, так как процесс измерения заключается в сравнении токов и занимает не более 5 мин. Погрешность, вносимая поверхностным эффектом, при данной конструкции нагревателя, как показывает расчет, не превышает $0,05\%$ для частот до 10 000 гц.

Принципиальная схема определения коэффициента трансформации приведена на рис. 11.

Измерения производятся следующим образом.

При левом положении переключателей Π_1 и Π_2 устанавливают в термопреобразователе T_1 ток (частотой 50 гц), равный по величине номинальному току I_n поверяемого трансформатора. Этот ток измеряется с помощью образцового амперметра A_0 класса 0,2, включенного с образцовым трансформатором

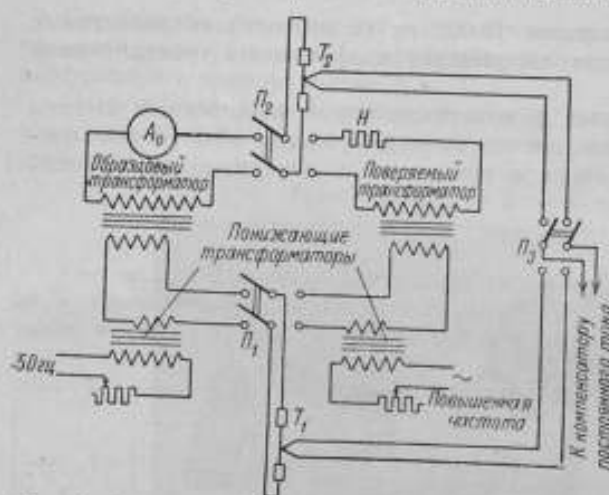


Рис. 11. Принципиальная схема определения коэффициента трансформации.

по показанию образцового амперметра, включенного с трансформатором тока. Затем фиксируется (при верхнем положении Π_2) т. э. д. с. e_2 преобразователя T_2 , соответствующая току I_2 во вторичной обмотке поверяемого трансформатора при установленном первичном токе I_{1M} . Последней операцией является определение величины I_2 , соответствующей т. э. д. с. e_2 . Для этого при левом положении переключателей Π_1 и Π_2 устанавливается такой ток I_2 (проходящий через термопреобразователь T_2 , включенный во вторичную цепь образцового трансформатора), при котором т. э. д. с. его была бы равна e_2 ; полученный ток I_2 измеряется тем же амперметром A_0 .

Действительный коэффициент трансформации поверяемого трансформатора можно определить по формуле:

$$K_x = K_{x0} \frac{I_{20}}{I_2},$$

где K_{x0} — коэффициент трансформации образцового трансформатора тока, поверенного при 50 гц;

I_{20} — первый отсчет по амперметру A_0 (при измерении первичного тока);

I_2 — второй отсчет по амперметру (при измерении вторичного тока).

Теоретический и экспериментальный анализ погрешностей схемы при частотах до 10 000 гц показал, что погрешность определения коэффициента трансформации при нормальных условиях не должна превышать $0,1\%$.

Измерение коэффициента трансформации опытного трансформатора типа ОТЧ-1 термоэлектрическим методом для номинального первичного тока 200 а

при частоте 10 000 гц и при нагрузке вторичной цепи $z = 1,1$ ом показало, что погрешность коэффициента трансформации при этих условиях не превосходит $0,1\%$, что лежит, однако, в пределах точности самого метода измерения.

Можно сделать вывод, что погрешности трансформатора не выходят за пределы, допустимые для класса точности 0,2, даже при некотором увеличении нагрузки при верхнем пределе частотного диапазона.

Приведенные в данной статье расчетные данные и материалы экспериментальных исследований показывают, что опытный трансформатор типа ОТЧ-1 и изготовленные затем заводом „Эталон“ трансформаторы типа ОТЧ-2 могут служить в качестве образцовых трансформаторов тока в диапазоне частот от 50 до 10 000 гц. При этом погрешности их для нагрузки вторичной цепи, не превышающей 0,4 ом, не превосходят допустимых для класса 0,2 и их можно считать независимыми от схемы включения секций первичной обмотки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Инструкция по поверке измерительных трансформаторов тока № 69-44.
2. Arnold, Proc. IEE, Vol. 97, P. II.
3. Займовский А. С. и Усов В. В., *Металлы и сплавы в электротехнике*, Госэнергоиздат, 1949.
4. Каяндер М. С., *Вестник электропромышленности*, № 1, 1952.

Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКАЯ

МЕТОД И АППАРАТУРА ДЛЯ ПОВЕРКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА ПРИ ПОВЫШЕННЫХ ЧАСТОТАХ

В течение последнего десятилетия получили широкое промышленное применение токи повышенной частоты. В металлургии (индукционные печи), при термической обработке изделий (высокочастотная закалка) и в целом ряде специальных областей техники уже существуют промышленные установки, потребляющие значительные токи звукового диапазона частот (до 1500—2000 а). Для измерения больших токов и наблюдения за правильностью технологического и энергетического режимов таких установок применяются электроизмерительные приборы, включаемые через измерительные трансформаторы тока. Приборостроительными заводами в настоящее время освоен выпуск нескольких типов измерительных трансформаторов тока различных классов точности для различных частот звукового диапазона.

Контроль качества выпускаемых трансформаторов и их поверка не могут быть осуществлены без аппаратуры, обеспечивающей достаточно точное определение их погрешностей.

До последнего времени поверка трансформаторов тока производилась только при частоте 50 гц, и основные вопросы, связанные с созданием метода и аппаратуры для поверки при этой частоте, можно считать решенными. Наиболее распространенным и зарекомендовавшим себя на практике методом поверки при промышленной частоте (50 гц) является дифференциально-нулевой метод. На основании работ А. Д. Нестеренко и М. И. Левина [1, 2] и ряда зарубежных исследователей созданы теория метода и конструкции дифференциально-нулевых приборов и других элементов схемы поверки трансформаторов, выпускаемых приборостроительными заводами страны. Однако ни в отечественной, ни в иностранной литературе нет никаких данных как о работе дифференциально-нулевых приборов, так и о поведении измерительных трансформаторов тока при звуковых частотах.

В течение последних лет лабораторией электрических измерений ВНИИМ под руководством и при участии автора, а также Д. И. Зорина, М. С. Каяндер, Л. С. Левина и группы конструкторов КБ при ВНИИМ разработана аппаратура для поверки измерительных трансформаторов тока при повышенных частотах и создана поверочная установка, основанная на применении дифференциально-нулевого метода. В настоящей статье приводятся результаты этой работы.

Дифференциально-нулевой метод поверки трансформаторов тока

При поверке трансформаторов тока дифференциально-нулевым методом осуществляется измерение разности погрешностей поверяемого и образцового трансформаторов тока, имеющих одинаковые номинальные коэффициенты трансформации.

Принципиальная схема поверки приведена на рис. 1.

Первичные обмотки поверяемого (T_x) и образцового (T_0) трансформаторов соединяются последовательно, а их вторичные цепи включаются через общее сопротивление ΔR (называемое дифференциальной ветвью), по которому протекает ток, равный геометрической разности $\overline{\Delta I}$ вторичных токов трансформаторов

$$\overline{\Delta I} = \overline{I_x} - \overline{I_0}$$

где $\overline{I_x}$ и $\overline{I_0}$ — векторы вторичного тока поверяемого и образцового трансформаторов.

Теория дифференциально-нулевых приборов дает следующее соотношение между током в дифференциальной ветви и погрешностями образцового и поверяемого трансформаторов:

$$\left. \begin{aligned} f_x - f_0 &= 100 \frac{\Delta I}{I} \cos \psi \\ \delta_x - \delta_0 &= 3438 \cdot \frac{\Delta I}{I} \sin \psi \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где f_x и f_0 — погрешности тока поверяемого и образцового трансформаторов;

δ_x и δ_0 — угловые погрешности поверяемого и образцового трансформаторов;

ψ — угол сдвига фаз между $\overline{\Delta I}$ и \overline{I} ;

$\Delta I \cos \psi$ и $\Delta I \sin \psi$ — соответственно проекции вектора тока в дифференциальной ветви $\overline{\Delta I}$ на вектор тока \overline{I} и на направление, перпендикулярное этому вектору тока.

В этой схеме, широко применяемой на практике, при частоте 50 гц падение напряжения на дифференциальной ветви, равное $\Delta I \cdot \Delta R$ (и совпадающее по фазе с ΔI), компенсируется геометрической суммой падений напряжения на двух реохордах (синфазном и квадратурном), токи в которых искусственно сдвигаются на 90° при помощи схемы, аналогичной схеме прямоугольно-квадратного компенсатора.

Теория показывает, что в момент компенсации имеют место следующие соотношения:

$$f_x - f_0 = \frac{10^4 r_f}{\Delta R} \quad (2)$$

$$\delta_x - \delta_0 = 3438 \frac{M}{\Delta R R_0} r_k \quad (3)$$

где r_f и r_k — сопротивления между средней точкой и движком соответственно синфазного и квадратурного реохордов;

ΔR — сопротивление дифференциальной ветви;

R_0 — активное сопротивление вторичной цепи катушки взаимной индуктивности M ;

ΔR , R_0 и M — конструктивные постоянные прибора.

При данной частоте переменного тока в правой части уравнений (2) и (3) переменными величинами являются только сопротивления r_f и r_k , значение которых зависит от положения движков. Реохорды дифференциально-нулевых приборов обычно градуируются непосредственно в значениях погрешностей трансформаторов.

На указанном принципе построен ряд типов приборов, выпускавшихся и выпускаемых нашей и зарубежной [3] промышленностью. К ним относятся

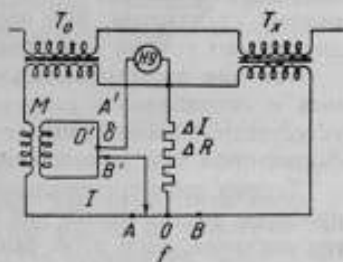


Рис. 1. Принципиальная схема проверки трансформаторов дифференциально-нулевым методом:

T_0 — образцовый трансформатор тока;
 T_x — поверяемый трансформатор тока;
 M — катушка взаимной индукции; ΔR — дифференциальная ветвь; HU — нулевой указатель; $A'B'$ — квадратурный реохорд; AB — синфазный реохорд.

приборы типа АТТ-5, АТТ-5с, АТТ-6, АИТ и др., обеспечивающие поверку при частоте 50 гц трансформаторов тока практически всех классов точности.

Вопрос создания образцовых многопредельных трансформаторов тока высокой точности для частоты 50 гц также решен. Заводами выпускались и выпускаются трансформаторы тока (например, типа УТТ-1, ТТП), предназначенные специально для поверочных целей. Конструкция трансформаторов обеспечивает возможность получения любых предусмотренных стандартом коэффициентов трансформации, причем их поверка возможна на одном пределе измерения при помощи того же дифференциально-нулевого прибора. В качестве нулевых указателей при частоте 50 гц в поверочных установках применяются вибрационные гальванометры типа ВГ, серийно выпускаемые промышленностью. Таким образом, вопрос поверки трансформаторов тока всех классов точности, предусмотренных стандартом, при частоте 50 гц решен, и поверочные органы оснащены достаточно точной и удобной в эксплуатации аппаратурой.

Так как дифференциально-нулевой метод оказался наиболее простым, удобным и оправдавшим себя на практике методом поверки при частоте 50 гц, естественным явился вопрос о применении этого же метода для поверки трансформаторов при повышенной частоте.

Теория дифференциально-нулевых приборов показывает, что принципиально приборы, рассчитанные для частоты 50 гц, могут применяться также и при других частотах. При этом разность угловых погрешностей поверяемого и образцового трансформаторов определяется по формуле:

$$\delta_x - \delta_0 = \delta_k \frac{\nu_0}{\nu_n}, \quad (4)$$

где ν_0 — частота переменного тока, при которой применяется прибор;

ν_n — частота номинальная (50 гц);

δ_k — отсчет по прибору;

δ_0 — угловая погрешность образцового трансформатора при частоте ν_0 .

Однако конструкция существующих приборов не обеспечивает возможности их применения при частотах, значительно превышающих 50 гц. Опыт показывает, что с возрастанием частоты до 100 гц уже начинают сказываться помехи и сильно затрудняется компенсация, причем возможна ложная компенсация вследствие паразитных связей с цепью нулевого указателя. Кроме того, с возрастанием частоты затрудняется отсчет по квадратурному реохорду, так как небольшим смещениям движка реохорда начинают соответствовать значительные изменения измеряемой угловой погрешности [см. ф-лу (4)]. Действительно, если, например, цена одного деления квадратурного реохорда при частоте 50 гц соответствует 1', то при частоте 400 гц она будет равна 8', что соответственно снижает точность отсчета. Таким образом, первые опыты применения при повышенной частоте дифференциально-нулевого прибора, рассчитанного на частоту 50 гц, показали, что для перехода на повышенную частоту необходима разработка новой конструкции прибора.

Рассмотрение теории дифференциально-нулевых приборов показывает, что основными источниками их погрешностей являются:

1. Отличие сдвига между токами в реохордах от 90°.
2. Несовпадение по фазе токов и соответствующих напряжений в реохордах и в дифференциальной ветви.
3. Наличие паразитных взаимно индуктивных связей между цепями, обтекаемыми большим током как внутри, так и вне прибора, и цепями слабого тока (цепью нулевого указателя и цепью квадратурного реохорда). Такие связи могут вызвать возникновение паразитных э. д. с., вызывающих в свою очередь ложное отклонение нулевого указателя.
4. Наличие паразитных емкостных связей между цепями (например, между первичной и вторичной обмотками катушки взаимной индуктивности), ведущих к возникновению емкостного тока, который, протекая по реохордам, может исказить результаты измерения.

5. Неточность поддержания частоты переменного тока, вследствие чего может возникнуть погрешность показаний квадратурного реохорда.

6. Изменение конструктивных постоянных прибора (M , ΔR и R_2), входящих в выражения (2) и (3).

7. Неточность градуировки синфазного и квадратурного реохордов.

В дифференциальных приборах, предназначенных для частоты 50 гц, влияние всех указанных источников погрешности сведено к минимуму, и современные приборы обеспечивают возможность измерения при частоте 50 гц погрешностей тока с ошибкой 0,003% и угловой погрешности с ошибкой 0,3' (прибор типа АИТ). Однако меры, обычно принимаемые для снижения погрешностей при частоте 50 гц, оказываются недостаточными для обеспечения применения этих приборов при повышенных частотах.

На основании исследования частотных погрешностей дифференциально-нулевых приборов были разработаны схема и конструкция прибора, позволяющего производить проверки трансформаторов в сравнительно широком диапазоне частот (от 50 до 8000 гц).

Дифференциально-нулевой прибор для проверки трансформаторов при повышенных частотах

Прибор, принципиальная схема и внешний вид которого приведены на рис. 2 и 3, рассчитан на два предела измерения. При работе на основном пределе измерения (переключатель „Множитель шкал“ в положении „ $\times 1$ “) на-

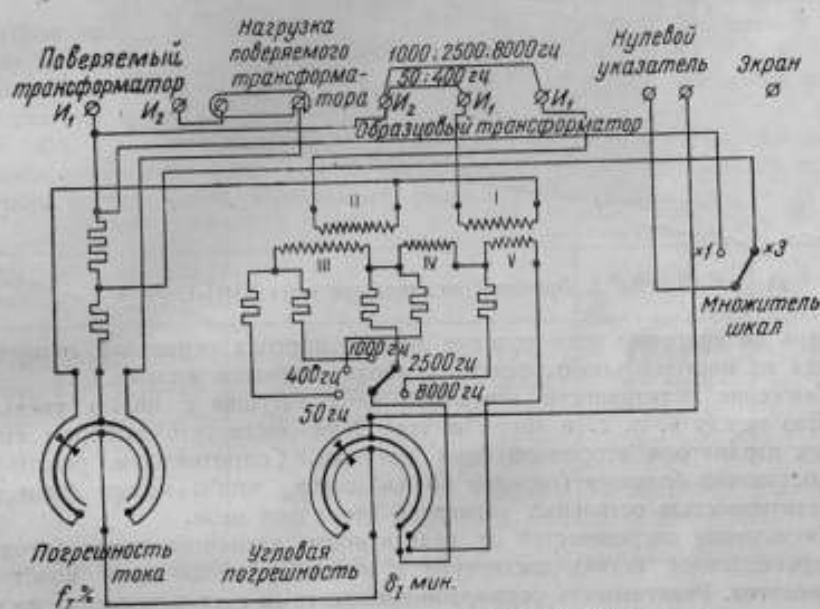


Рис. 2. Принципиальная схема прибора типа ДНП-1.

большие погрешности тока, которые можно отсчитать по шкале синфазного реохорда, составляют $\pm 1,5\%$. Наибольшие угловые погрешности, отсчитываемые по шкале квадратурного реохорда, равны $\pm 45'$. При работе на этом пределе измерения геометрическая сумма падений напряжения на реохордах компенсируется падением напряжения на всем сопротивлении дифференциальной ветви, равном 1 ом. При переходе на второй предел измерения (переключатель „Множитель шкал“ в положении „ $\times 3$ “) показания реохордов умножаются на три, причем геометрическая сумма падений напряжения на реохордах компенсируется падением напряжения на одной третьей части сопротивления дифференциальной ветви.

Так как отсчет по квадратурному реохорду зависит от частоты переменного тока [ф-ла (2)], то для отсчета угловых погрешностей по одной и той же шкале реохорда при ряде фиксированных частот (50, 400, 1000, 2500 и 8000 гц) катушка взаимной индуктивности выполнена с пятью обмотками, рассчитанными таким образом, чтобы произведение ωM [ф-ла (2)] при любой частоте, для которой предназначен прибор, было неизменным. Каждая из обмоток равномерно наложена на торронд из немагнитного материала.

Для снижения частотных погрешностей при конструировании прибора были приняты следующие меры:

1. Для получения сдвига фаз между током первичной обмотки катушки взаимной индуктивности и э. д. с. во вторичной ее обмотке, равного 90° , катушка выполнена без железного сердечника, вблизи нее нет массивных металлических деталей, крепежные детали также не содержат металла. Во избежа-

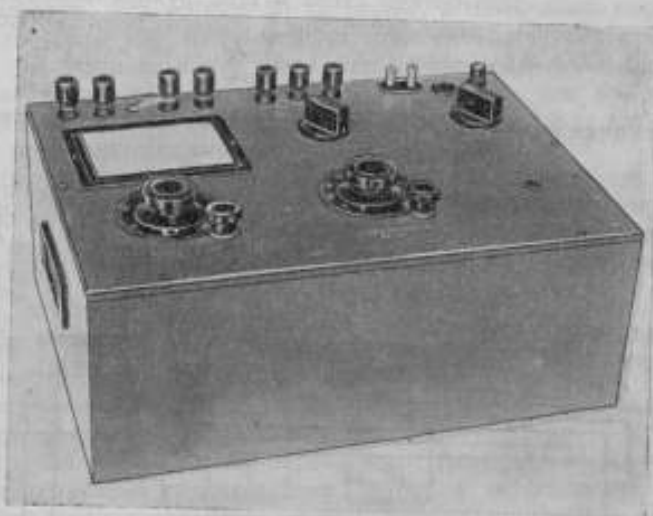


Рис. 3. Внешний вид прибора типа ДНП-1.

ние потерь на вихревые токи толстые медные провода первичной обмотки выполняются из многожильного провода с изолированными жилами.

2. Снижение реактивности вторичной цепи катушки с целью уменьшения сдвига фаз между э. д. с. и током в этой цепи достигнуто выбором соответствующих параметров вторичной цепи катушки. Сопротивление реохорда выбрано достаточно большим (порядка 60 ом) с тем, чтобы можно было пренебречь реактивностью остальных элементов вторичной цепи.

3. Уменьшение погрешностей от реактивности элементов схемы (реохордов и дифференциальной ветви) достигнуто с помощью специальной конструкции этих элементов. Реактивность реохордов снижается за счет выполнения их в виде узкой петли с возможным сближением прямого и обратного проводов. Эта мера, с одной стороны, снизила собственную индуктивность реохорда, с другой — привела к уменьшению возможных паразитных э. д. с. взаимной индукции, зависящих от индуктивностей связанных контуров. Дифференциальная ветвь также выполнена в виде ленточной бифилярной обмотки.

4. Снижение э. д. с. взаимной индукции между цепями, обтекаемыми большими токами повышенной частоты, и цепью нулевого указателя достигается путем создания такой монтажной схемы прибора, при которой провода, несущие большие токи противоположного направления, располагаются в непосредственной близости друг к другу таким образом, чтобы контур цепи большого тока был по возможности "закрыт". Аналогичным же способом смонтирована цепь нулевого указателя.

5. Защита от емкостных токов, примененная в конструкции дифференциально-нулевого прибора, заключалась в экранировке всех цепей слабого тока и в соответствующем выборе расположения обмоток катушки взаимной индуктивности с целью снижения емкости между обмотками, включаемыми при повышенных частотах.

Оценка погрешностей дифференциально-нулевого прибора при повышенных частотах

Теоретическая оценка влияния реактивности реохордов дифференциальной ветви и вторичной цепи катушки взаимной индуктивности может быть выполнена на основании выводов, сделанных в диссертационной работе М. И. Левина где показано, что

$$\left. \begin{aligned} f_x - f_0 &= f_k + \delta_k(\beta + \gamma) \\ \delta_x - \delta_0 &= \delta_k + f_k(\alpha - \gamma) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где α и γ — углы сдвига фаз между током и напряжением в синфазном реохорде и дифференциальной ветви;

f_k и δ_k — отсчеты по лимбам синфазного и квадратурного реохордов;

$\beta = \frac{\omega L_2}{R_2}$ — характеризует угол сдвига фаз между током и напряжением во вторичной цепи катушки взаимной индуктивности. Здесь L_2 и R_2 — индуктивность и активное сопротивление вторичной цепи.

Вторые члены уравнения (5) характеризуют погрешности, вызываемые реактивностью элементов.

Как видно из выражений, эти погрешности зависят от показаний реохордов и возрастают с возрастанием измеряемой величины.

В табл. 1 приведены основные расчетные данные элементов схемы дифференциально-нулевого прибора, результаты определений коэффициентов α , β и γ и величины погрешностей, вызываемых реактивностью схемы.

Таблица 1*

Частота, гц	α , рад.	β , рад.	γ , рад.	$\delta_k(\beta + \gamma)$, ‰	$f_k(\alpha - \gamma)$, мин.
50	$2,2 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^{-4}$	$0,5 \cdot 10^{-5}$	$4,8 \cdot 10^{-4}$	0,003
400	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-4}$	$0,5 \cdot 10^{-4}$	$5,7 \cdot 10^{-4}$	0,03
1000	$4,7 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$1,25 \cdot 10^{-4}$	$7 \cdot 10^{-4}$	0,3
2500	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$3,1 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^{-4}$	0,2
8000	$3,8 \cdot 10^{-2}$	$3,5 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$20 \cdot 10^{-4}$	0,6

* При расчетах δ_k выражено в радианах ($\delta_0 = 0,006$ рад.), f_k — в относительных единицах ($f_0 = 0,005$).

Так как наибольшие требования к точности прибора предъявляются при проверке трансформаторов высших классов точности (причем наибольшая погрешность прибора появляется при наибольших его показаниях), то при определении погрешностей от реактивности прибора в расчетные формулы подставлены его наибольшие показания δ_k и f_k , соответствующие наибольшим допустимым погрешностям трансформаторов тока класса 0,2, т. е. $\delta_k = 20'$ и $f_k = 0,5\%$.

Из таблицы следует, что расчетные значения погрешности дифференциально-нулевого прибора, возникающие вследствие реактивности его элементов, не превышают $0,02\%$ и $0,6'$ при частоте 8000 гц и уменьшаются при уменьшении частоты. При измерении значений, меньших чем $20'$ и $0,5\%$, погрешность прибора уменьшается.

Экспериментальная оценка погрешностей дифференциально-нулевого прибора заключалась в определении отклонения от 90° угла сдвига фаз между падениями напряжения на реохордах и в проверке градуировки шкал реохордов при различных режимах работы прибора (при различных частотах в диапазоне от 50 до 8000 гц и различных значениях тока в рабочей цепи прибора от 0,5 до 6 а).

Экспериментальная оценка угла сдвига фаз между напряжениями на реохордах осуществлялась с помощью квадрантного электрометра.

Известно, что угол отклонения квадрантного электрометра α пропорционален произведению напряжения на его квадрантах U_x , напряжения на бисквите U_0 и угла сдвига фаз между ними, а именно:

$$\alpha = c U_0 U_x \cos(\widehat{U_0 U_x}), \quad (6)$$

где c — чувствительность электрометра.

Если при том же значении U_0 и U_x , изменяя сдвиг фаз между ними, добиться максимального отклонения электрометра, то

$$\alpha = c U_0 U_x. \quad (7)$$

Очевидно, что $\cos(\widehat{U_0 U_x})$ может быть определен по результатам этих двух измерений.

Ввиду того, что напряжения на реохордах малы и недостаточны для получения заметного отклонения электрометра, по предложению К. П. Широкова была создана схема, позволившая искусственно повысить напряжение, подаваемое на бисквит электрометра, и произвести необходимые измерения угла.

Указанный способ позволил оценить угол сдвига фаз между напряжениями на реохордах и показать, что этот угол отличается от 90° не более чем на $60'$, что дает ошибку определения погрешности тока, не большую чем $0,01\%$, и ошибку определения угловой погрешности, не превышающую $0,3'$ для наибольших показаний дифференциально-нулевого прибора, возможных при проверке трансформаторов тока класса 0,2.

В основу схемы, принятой при проверке правильности градуировки шкал реохордов, был положен так называемый метод амперметра и вольтметра, применяемый для проверки дифференциально-нулевых приборов при частоте 50 гц.

Отсчеты по реохордам f_k и δ_k связаны с током в дифференциальной ветви и рабочей цепи дифференциально-нулевого прибора зависимостями

$$f_k = \frac{\Delta I}{I} \cos \psi$$

и

$$\delta_k = \frac{\Delta I}{I} \sin \psi,$$

где ψ — угол сдвига фаз между ΔI и I .

При $\psi = 0$

$$f_k = \frac{\Delta I}{I},$$

а

$$\delta_k = 0;$$

при $\psi = 90^\circ$

$$f_k = 0 \quad \text{и} \quad \delta_k = \frac{\Delta I}{I}.$$

При проверке цепь рабочего тока прибора и дифференциальная ветвь получают питание от двух независимых источников, обеспечивающих возможность поворота фазы тока I_0 относительно ΔI .

Следовательно, смещая фазу тока ΔI до $\psi = 0$ и добиваясь компенсации падения напряжения на синфазном реохорде падением напряжения на дифференциальной ветви, можно (при $\delta_k = 0$) по величине токов ΔI и I_0 в момент ком-

пенсации определить действительные значения показаний синфазного реохорда, и наоборот, смещая фазу тока до $\psi = 90^\circ$ и добиваясь компенсации падения напряжения на квадратурном реохорде падением напряжения в дифференциальной ветви, можно (при $f_k = 0$) по величине токов ΔI и I_0 в момент компенсации определить действительные значения показаний квадратурного реохорда.

При обычной проверке этим методом на низкой частоте (50 гц) ток I_0 измеряется амперметром класса 0,2 или 0,5, а ток в дифференциальной ветви ΔI определяется путем измерения падения напряжения на ней и в магазине сопротивления, включенном последовательно с дифференциальной ветвью при помощи вольтметра класса 0,2 или 0,5.

Для измерения при повышенных частотах применена эта же методика, только в связи с отсутствием амперметров и вольтметров класса 0,2 для широкого диапазона частот (от 50 до 8000 гц) токи ΔI и I_0 измерялись термоэлектрическим методом сравнения с постоянным током.

Теоретический и экспериментальный анализы погрешностей дифференциально-нулевого прибора показали, что на основном пределе измерения ($\times 1$) погрешности синфазного и квадратурного реохордов не превосходят соответственно $\pm 0,02\%$ и $\pm 1'$ при частотах 400—2500 гц и $\pm 0,05\%$ и $\pm 2'$ при частоте 8000 гц.

Образцовый трансформатор тока повышенной частоты

Разработанный дифференциально-нулевой прибор обеспечивает возможность сравнения двух трансформаторов тока — поверяемого и образцового. В связи с тем, что до постановки настоящей работы не было никаких данных о частотных характеристиках трансформаторов тока, рассчитанных на работу при частоте 50 гц, и не было метода оценки погрешностей таких трансформаторов, встал вопрос о создании и исследовании трансформатора тока, который мог бы быть применен в широком диапазоне частот в качестве образцового. Разработка специального трансформатора тока типа ОТЧ-2 выполнена М. С. Кайндер и Д. И. Зориним.¹

В основу конструкции трансформатора был положен принцип „самоверяющихся“ трансформаторов, распространенных в поверочной практике. Этот принцип основан на следующем положении. Если трансформатор выполнен с секционированной первичной обмоткой, позволяющей переключением ее секций изменять коэффициент трансформации, не меняя условий рассеяния и емкостных связей между обмотками, то при той же магнитодвижущей силе и неизменных параметрах вторичной цепи тока изменение коэффициента трансформации не должно влиять на погрешности трансформатора. Таким образом, погрешности трансформатора, измеренные при коэффициенте трансформации 5/5 при прочих равных условиях, должны быть равны его погрешностям при других коэффициентах трансформации, полученных последовательно-параллельным включением секций первичной обмотки. Этот принцип был положен в основу конструкции трансформаторов тока типа УТТ-1, выпускавшихся заводом „Точэлектроприбор“, предназначенных специально для поверочных целей. Однако конструкция трансформаторов этого типа была рассчитана только на частоту 50 гц. При конструировании трансформатора тока повышенной частоты были приняты меры, обеспечивающие минимальную индуктивность рассеяния первичной и вторичной обмоток, минимальную емкость между секциями первичной обмотки и секциями первичной и вторичной обмоток и идентичность параметров секций первичной обмотки трансформатора.

Для переключения секций первичной обмотки была разработана специальная конструкция штепсельного коммутатора, обеспечивающая получение любого предусмотренного ОСТ коэффициента трансформации от 5/5 до 200/5.

¹ См. статью настоящего сборника, стр. 36.

Меры, принятые при конструировании трансформатора, позволили предположить, что погрешности трансформатора при коэффициенте 5/5 не должны отличаться от погрешностей при любом другом коэффициенте трансформации, полученном путем переключения коммутатора при прочих равных условиях. Экспериментальная оценка трансформатора заключалась в следующем.

Дифференциально-нулевым прибором были определены погрешности трансформатора при коэффициенте трансформации 5/5 (последовательное соединение всех секций первичной обмотки), частотах 50, 400, 1000, 2500 и 8000 гц и намагничивающих силах 450 и 600 ав. Одновременно было установлено отсутствие влияния расположения включенных секций первичной обмотки на частоте 8000 гц (при 450 ав).

Результаты поверки трансформатора при коэффициенте 5/5 показали, что его погрешности на частоте 50 гц не превышают $0,03\%$ и $5'$ и уменьшаются с возрастанием частоты, что вполне соответствовало расчетным данным трансформатора. Для оценки влияния переключения секций первичной обмотки на погрешности трансформатора было произведено измерение коэффициента трансформации при параллельном включении всех секций (200/5). При этом действительное значение коэффициента трансформации было определено термоэлектрическим методом, основанным на измерении токов повышенной частоты, протекающих в первичной и вторичной цепях трансформатора, путем их сравнения с эквивалентными по тепловому действию токами низкой частоты (50 гц). Результаты измерения показали, что погрешность коэффициента трансформации 200/5 лежит в пределах точности термоэлектрического метода, т. е. не превосходит $0,1\%$. Отсутствие более точного метода не позволяло экспериментально оценить возможность „самоповерки“ трансформатора с погрешностью, меньшей $0,1\%$. Однако теоретические расчеты погрешностей трансформатора, выполненные с учетом рассеяния и характеристик сердечника при повышенных частотах, а также предварительная оценка влияния емкости между секциями дают основания предполагать, что погрешности трансформатора, возникающие в результате изменения схемы включения секций первичной цепи (при переходе от одного коэффициента трансформации к другому), должны быть значительно меньше $0,1\%$.

Более точная экспериментальная оценка возможности „самоповерки“ трансформатора при повышенных частотах требует дополнительного изучения.

Для характеристики конструкции трансформатора ОТЧ-2 весьма показательным является результат сличения при различных частотах двух „самоверяющихся“ трансформаторов: ОТЧ-2, разработанного специально для повышенных частот, и УТТ-1, имеющего обычную конструкцию и предназначенного только для частоты 50 гц.

Самоповерка трансформатора ОТЧ-2 при коэффициентах 5/5 показала, что погрешности его уменьшаются с увеличением частоты и при частоте 8000 гц не превышают $0,02\%$ и $1'$ (с точностью, обеспечиваемой дифференциально-нулевым прибором).

Самоповерка трансформатора УТТ-1 при коэффициенте 5/5 показывает, что при частотах до 2500 гц его погрешности невелики, но с увеличением частоты резко возрастают, достигая при 8000 гц значений $0,5\%$ и $6,5'$. Это свидетельствует о большой зависимости погрешностей трансформатора типа УТТ-1 от частоты в диапазоне 2500—8000 гц.

Сличение этих же двух трансформаторов при различных частотах и коэффициентах трансформации показало, что до 2500 гц разность погрешностей трансформаторов, определяемая с помощью дифференциально-нулевого прибора, не зависит от способа включения секций их первичных обмоток, т. е. от коэффициентов трансформации; начиная же с частоты 2500 гц эта зависимость сказывается сильнее, и при частоте 8000 гц разность погрешностей трансформаторов, определенная при коэффициенте 5/5, отличается от разности, полученной при коэффициенте 30/5, на $0,3\%$ и $5,5'$.

Так как экспериментальные исследования разработанного трансформатора типа ОТЧ-2 показали, что его погрешности с точностью до $0,1\%$ не зависят от способа включения секций первичной обмотки при частотах до $10\,000\text{ гц}$, то можно предположить, что такая большая зависимость разности погрешностей трансформаторов от способа включения их секций определяется только конструкцией трансформатора типа УТТ-1. Монтаж и намотка секций первичных обмоток трансформатора типа УТТ-1 выполнены без учета необходимости уменьшения емкости между отдельными секциями. Это подтверждается измерениями межсекционных емкостей трансформаторов типов УТТ-1 и ОТЧ-2, показавшими, что емкости в трансформаторе типа УТТ-1 достигают 780 пф и примерно в 10 раз превышают емкости между секциями первичных обмоток трансформатора типа ОТЧ-2.

Очевидно, что наличие таких значительных емкостей между секциями может влиять на частотные характеристики трансформатора, а изменение их с изменением схемы включения секций может служить причиной, ограничивающей возможность самоповерки трансформатора типа УТТ-1 при частотах, превышающих 2500 гц .

Компоновка установки для поверки трансформаторов тока при повышенных частотах

Разработанный дифференциально-нулевой прибор и образцовый трансформатор тока являются центральными узлами комплектной установки типа УПТТ-1, изготовленной заводом „Эталон“ (рис. 4 и 5).

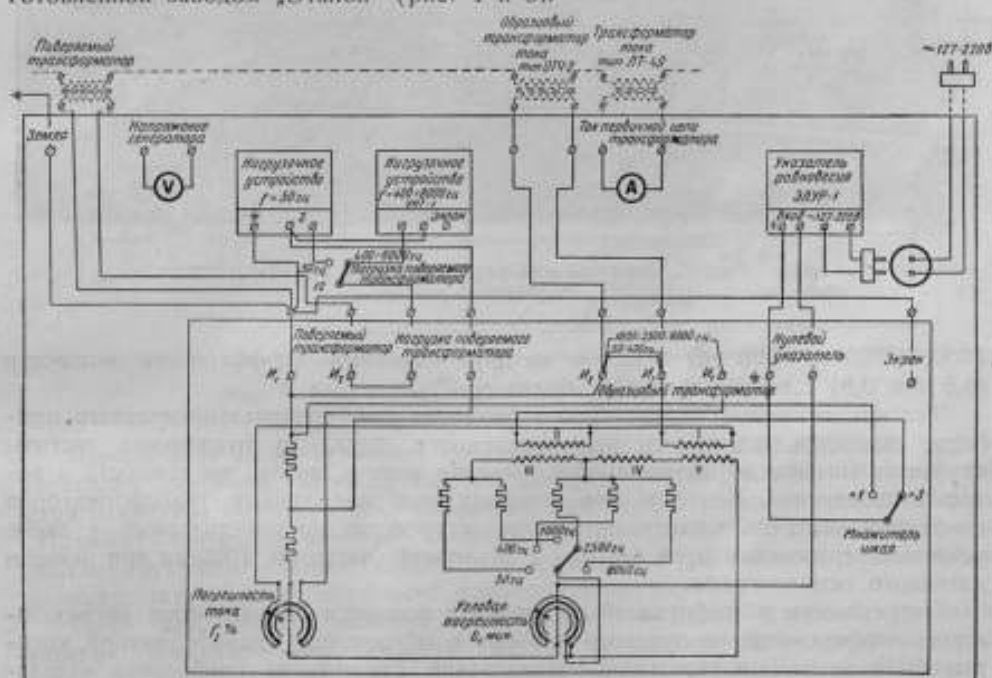


Рис. 4. Принципиальная схема установки типа УПТТ-1.

Кроме дифференциально-нулевого прибора и образцового трансформатора тока, в комплект установки входят нулевой указатель равновесия, нагрузочные устройства и измерительные приборы (амперметр и вольтметр), необходимые для контроля режима работы питающего устройства установки. В качестве нулевого указателя применен электронно-лучевой указатель равновесия типа ЭЛУР-1, представляющий собой усилитель переменного тока с осциллографом на выходе; питание его осуществляется от сети 127 в , 50 гц .

Усилитель предназначен для работы при пяти фиксированных частотах, соответствующих частотам, на которые рассчитан дифференциально-нулевой прибор.

Порог чувствительности нулевого указателя составляет 1 мкв, а конструкция обеспечивает возможность регулировки чувствительности в широких пределах. При проверке трансформаторов чувствительность нулевого указателя устанавливается такой, чтобы по изменению светового пучка на экране осциллоскопа можно было заметить смещение движка реохорда, соответствующее 0,1 деления.

Нагрузочное устройство предназначено для создания требуемого режима нагрузки вторичной цепи испытуемого трансформатора и рассчитано на нормальный ток 5 а. Оно представляет собой магазин полных сопротивлений, позволяющий воспроизвести их в пределах 0,4—4 ом при любой из частот (400,

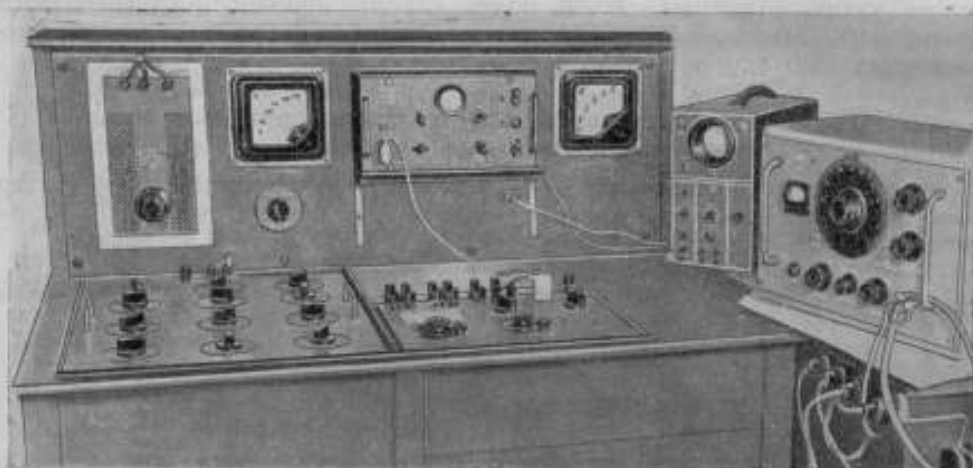


Рис. 5. Внешний вид установки типа УПТТ-1.

1000, 2500 и 8000 гц) и одним из двух значений коэффициента мощности (0,5 или 0,8) с погрешностью не более $\pm 5\%$.

Так как показания квадратурного реохорда дифференциально-нулевого прибора пропорциональны частоте переменного тока, то отклонение частоты источника питания от номинального значения может внести погрешность в результат измерения. Поэтому при проверках наиболее точных трансформаторов необходим контроль частоты питающего устройства, осуществляемый в схеме установки сравнением этой частоты с эталонной частотой 1000 гц при помощи катодного осциллографа.

Погрешности разработанной установки в основном определяются погрешностями дифференциально-нулевого прибора и образцового трансформатора, которые были оценены в результате исследований каждого из приборов в отдельности.

Кроме того, для оценки правильности монтажа и защиты установки от помех был выполнен ряд экспериментов, позволивших установить отсутствие зависимости результатов от взаимного расположения поверяемого и образцового трансформаторов, отдельных элементов установки, измерительной части установки и питающего устройства, а также от величины напряжения источника питания и одновременного переключения направления тока в поверяемом и образцовом трансформаторах. Выполненные исследования подтвердили правильность системы защиты установки в целом от паразитных емкостных и взаимноиндуктивных связей.

Источник питания звуковой частоты

Блок-схема питания разработанной установки приведена на рис. 6. Источником питания повышенной частоты является звуковой генератор типа ЗГ-2А, выходное напряжение которого подается на вход мощного трансляционного усилителя типа ТУ-5. Напряжение, получаемое на выходе усилителя, понижается при помощи специального трансформатора (типа ТП-1 завода „Эталон“), вторичная обмотка которого, рассчитанная на 500 а, подключается к контуру большого тока*. В последний включаются первичные обмотки поверяемого и образцового трансформаторов. Для компенсации индуктивного сопротивления контура большого тока при частотах 2500 и 8000 гц в его цепь включаются контурные конденсаторы.

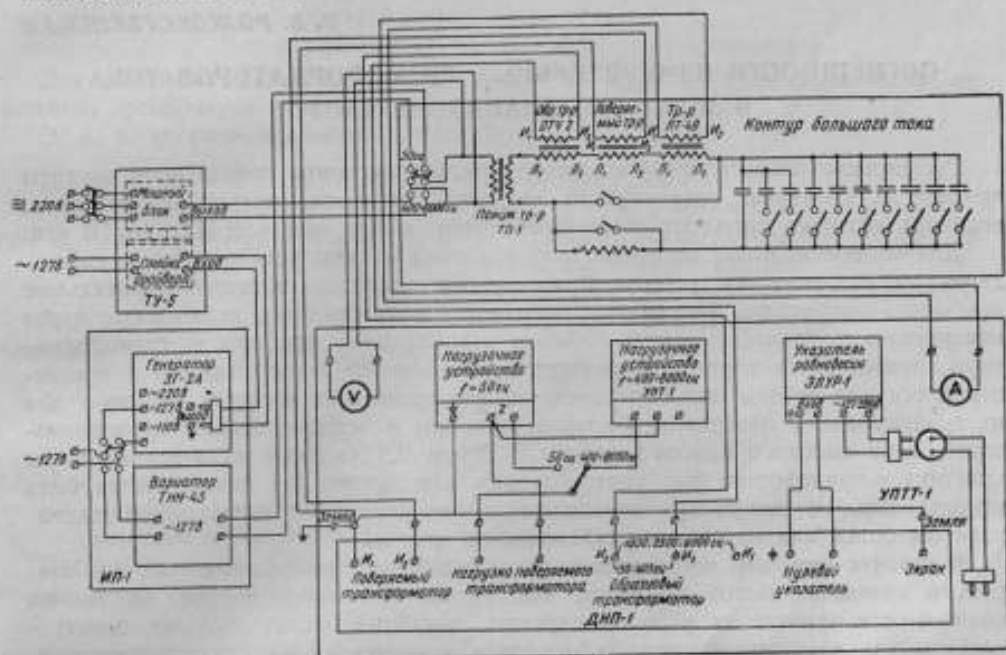


Рис. 6. Блок-схема питания установки типа УПТТ-1.

Примененная схема позволяет получить токи до 500 а при любой частоте звукового диапазона, необходимые для поверки трансформаторов. Конструкция самого контура большого тока несколько напоминает концентрический кабель. „Прямой“ проводом контура является многожильный эмалированный провод соответствующего сечения, коаксиально с которым расположен тонкостенный цилиндр, являющийся „обратным“ проводом контура.

Такая конструкция контура обеспечивает, с одной стороны, снижение влияния поверхностного эффекта, могущего вызвать нагревание контура, с другой стороны — уменьшает возможное влияние магнитного поля большого тока контура на измерительную аппаратуру.

Разработанная аппаратура применяется в настоящее время для исследования и поверки измерительных трансформаторов тока звуковой частоты практически всех классов точности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Левин М. И., „Метрология и поверочное дело“, 6 и 7, 1939.
2. Нестеренко А. Д., „Электричество“, 15, 1935.
3. Keller, Neuzzeitliche Messwandler — Prüferrichtung nach dem Differentialverfahren, ETZ, H11, Februar, 1953.

ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА В ЗВУКОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Расширение области промышленного применения токов повышенной частоты привело к созданию сравнительно мощных установок, потребляющих токи, величина которых достигает нескольких сотен ампер при частотах до 10 кгц.

Для измерения больших токов, потребляемых такими установками, и наблюдения за режимом их работы используются щитовые электроизмерительные приборы (амперметры, вольтметры, ваттметры и фазометры), включаемые через измерительные трансформаторы. Обычно стационарные приборы и трансформаторы, применяемые в промышленности, имеют низкий класс точности и предназначаются для работы при определенных фиксированных частотах. Однако для их градуировки и поверки необходимы приборы и измерительные трансформаторы более высокого класса точности (0,2 или 0,5), причем желательно, чтобы приборы и трансформаторы, употребляемые для поверочных целей, могли быть использованы не только при определенных фиксированных частотах, но охватывали бы более или менее широкий диапазон частот.

В связи с тем, что достаточно точных приборов, предназначенных для широкого диапазона частот, пока нет, естественно возникает вопрос об оценке возможности применения в более широком диапазоне частот обычных электромагнитных и электродинамических приборов и измерительных трансформаторов, предназначенных только для частоты 50 гц.

Разработка точных методов и аппаратуры для поверки амперметров, вольтметров [1], ваттметров [2] и трансформаторов тока, выполненная в лаборатории электрических измерений ВНИИМ, обеспечила возможность экспериментальной оценки частотных погрешностей амперметров, вольтметров [3], ваттметров и трансформаторов тока различных наиболее широко распространенных конструкций и позволила установить предел применимости указанных приборов по частоте.

В настоящей статье приводятся некоторые данные, полученные при исследовании частотных погрешностей наиболее распространенных типов лабораторных измерительных трансформаторов тока в звуковом диапазоне частот.

Теория трансформаторов тока повышенной и высокой частот основана на тех же принципах, что и теория обычных низкочастотных трансформаторов. Векторные диаграммы тех и других трансформаторов аналогичны и формулы погрешностей имеют одинаковый вид [4].

Независимо от конструкции и данных трансформаторов их погрешности могут быть приближенно определены из уравнений:

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= \frac{I_0 \omega_1}{I_2 \omega_2} \sin(\varphi_2 + \phi) \\ \delta_1 &= \frac{I_0 \omega_1}{I_2 \omega_2} \cos(\varphi_2 + \phi) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где f_1 и δ_1 — погрешность тока и угловая погрешность трансформаторов;

I_0 — намагничивающий ток;

I_2 — ток во вторичной цепи трансформатора;

w_1 и w_2 — число витков первичной и вторичной обмоток;

$\varphi_2 = \arctg \frac{2\pi\nu(L_n + L_2)}{R_n + R_2}$ — угол сдвига фаз между вторичной э. д. с. и током вторичной цепи;

R_n и L_n — активное сопротивление и индуктивность нагрузки трансформатора;

R_2 и L_2 — активное сопротивление и индуктивность рассеяния вторичной обмотки трансформатора;

ν — частота переменного тока;

ψ — угол потерь в сердечнике трансформатора.

Для выяснения характера зависимости погрешностей трансформаторов от частоты, преобразуем ур-ния [1].

Э. д. с. вторичной обмотки трансформатора

$$E_2 = I_2 z_2 = 4,44\nu w_2 \Phi_{\max}, \quad (2)$$

где $z_2 = \sqrt{(R_n + R_2)^2 + [2\pi\nu(L_n + L_2)]^2}$ — полное сопротивление вторичной цепи трансформатора;

Φ_{\max} — амплитудное значение потока в сердечнике трансформатора,

однако

$$\Phi_{\max} = \frac{\sqrt{2} I_0 w_1}{\frac{l}{\mu S}}, \quad (3)$$

где l — средняя длина магнитной линии;

μ — магнитная проницаемость материала сердечника, определенная по максимальным значениям индукции и напряженности поля.

После подстановки выражения (3) в выражение (2) и решения уравнения относительно $I_0 w_1$ получаем:

$$I_0 w_1 = \frac{I_2 z_2 l}{\sqrt{2} \cdot 4,44 \nu w_2 \mu S} = k \frac{z_2 l_2}{\mu \nu}, \quad (4)$$

где k — множитель, не зависящий от частоты и равный

$$k = \frac{l}{\sqrt{2} \cdot 4,44 w_2 S}.$$

После подстановки $I_0 w_1$ в уравнение (1) выражение погрешностей принимает вид:

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= k \frac{z_2}{\mu \nu} \sin(\varphi_2 + \psi) \\ \delta_1 &= k \frac{z_2}{\mu \nu} \cos(\varphi_2 + \psi) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Эта зависимость не учитывает ряд источников погрешностей, влияние которых с возрастанием частоты начинает сказываться сильнее и которые могут существенно изменить характеристику трансформатора. К таким источникам погрешностей, в первую очередь, относятся емкости между витками вторичной обмотки, обмоткой и корпусом трансформатора, концами обмотки, проводами,

¹ Аналогичными выражениями пользуются при расчете трансформаторов тока высокой частоты [4].

подключающими нагрузку, и первичной и вторичной обмотками. Учет этих емкостей значительно усложнил бы расчетную формулу, однако опыт показывает, что для лабораторных трансформаторов обычной конструкции, в которых величина первичного и вторичного токов не менее 5 а, при частотах звукового диапазона эти емкости не оказывают заметного влияния и их можно не учитывать. Следует отметить, что даже в трансформаторах тока высокой частоты (10^5 — 10^6 гц) влияние этих емкостей в аналитическом выражении погрешностей не учитывается, и только при конструировании трансформаторов принимаются меры к уменьшению их влияния [4]. Так как в данной статье рассматриваются погрешности трансформаторов только в звуковом диапазоне частот, влияние емкостей в дальнейшем не учитывается.

Полное сопротивление вторичной цепи трансформатора z_2 , угол сдвига фаз между э. д. с. и током во вторичной цепи φ_2 , магнитная проницаемость сердечника μ и угол потерь ψ , входящие в выражение (5), являются функциями частоты.

Зависимость z_2 от частоты определяется как характером нагрузки трансформатора, так и параметрами его обмотки и конструкцией. При данной независимой от частоты нагрузке z_2 возрастает с частотой вследствие увеличения индуктивного сопротивления обмотки от потоков рассеяния. При включении во вторичную цепь трансформатора обычных электромагнитных или электродинамических приборов z_2 , кроме того, будет возрастать с частотой также вследствие увеличения индуктивного сопротивления приборов. Возрастание индуктивного сопротивления нагрузки и обмотки трансформатора влечет за собой увеличение φ_2 .

Для снижения погрешностей вследствие возрастания z_2 и φ_2 , трансформаторы тока, изготавливаемые специально для работы при высоких частотах, выполняются на тороидальных сердечниках с применением однослойной вторичной обмотки, равномерно распределенной по окружности тороида [4].

Значительно сложнее определяется зависимость магнитной проницаемости μ и угла потерь в сердечнике трансформаторов ψ от частоты.

Как правило, с возрастанием частоты эффективная магнитная проницаемость уменьшается, а угол потерь возрастает. Характер уменьшения проницаемости и возрастания потерь зависит от начальной магнитной проницаемости, удельного сопротивления материала и толщины листа и выражается аналитически только весьма приближенными формулами [5]. В связи с этим дать общее аналитическое выражение зависимости погрешностей трансформаторов от частоты — затруднительно. Однако, рассматривая конкретные характеристики материала и вводя некоторые упрощения, представляется возможным дать предварительную оценку свойств трансформатора в некотором диапазоне частот.

Для изготовления сердечников трансформаторов тока низкой и повышенной частот звукового диапазона наиболее часто применяются высоконикелевые сплавы Н79М4 и 80НХМ, имеющие близкие электромагнитные характеристики. Кроме того, для низкочастотных трансформаторов применяется также сталь марки Э4А.

На рис. 1 приведены зависимости μ и ψ от частоты для указанных материалов с толщиной листа 0,35 мм при напряженности переменного поля, близкой к нулю ($H = 0,01 \text{э}$). Из кривых, построенных по данным, приведенным в работах [5] и [6], следует, что несмотря на свойственное электромагнитным материалам уменьшение μ с увеличением частоты, произведение $\mu \psi$ для указанных материалов в диапазоне звуковых частот практически линейно возрастает. Это обстоятельство было отмечено М. С. Каяндер при расчете трансформатора тока типа ОТЧ-2¹. Предполагая при расчете, что решающее влияние на погрешности трансформатора оказывает возрастание произведения $\mu \psi$, и пренебрегая зависимостью от частоты z_2 , φ_2 и ψ_2 , М. С. Каяндер пришла к выводу, что с увеличением частоты погрешности трансформаторов должны уменьшаться.

¹ См. статью настоящего сборника, стр. 36.

Однако экспериментальные исследования лабораторных трансформаторов различных конструкций показали, что в обычных низкочастотных трансформаторах явлением рассеяния и углом потерь в сердечнике пренебречь нельзя, так как они существенным образом сказываются на погрешности трансформаторов.

Представим выражение (5) погрешностей трансформаторов в упрощенном виде:

$$\left. \begin{aligned} f_i &= A \sin \gamma \\ \delta_i &= A \cos \gamma \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где

$$A = \frac{\sqrt{(R_n + R_2)^2 + [2\pi f(L_n + L_2)]^2}}{\mu^2} = \sqrt{\left(\frac{R_n + R_2}{\mu^2}\right)^2 + \left[\frac{2\pi}{\mu}(L_n + L_2)\right]^2}$$

а

$$\gamma = \arctg \frac{2\pi(L_n + L_2)}{R_n + R_2} + \phi$$

Не допуская большой ошибки, можно принять, что первый член подкоренного выражения, определяющего коэффициент A , мал по сравнению со вторым членом, т. е.

$$\left(\frac{R_n + R_2}{\mu^2}\right)^2 < \left[\frac{2\pi}{\mu}(L_n + L_2)\right]^2$$

Если при низкой частоте это упрощение может внести существенную ошибку, то при частотах звукового диапазона оно вполне оправдывается.

Действительно, предположим, что во вторичную цепь трансформатора включен электромагнитный амперметр типа ВЧА, активное сопротивление которого $R_n = 0,05 \text{ ом}$ и индуктивность $L_n = 0,02 \text{ мГн}$.

Пусть сопротивление обмотки вторичной цепи и соединительных проводов равно $0,1 \text{ ом}$.

В низкочастотных трансформаторах различных конструкций с многослойными обмотками и с сердечниками стержневого, броневое и кольцевого типа индуктивность рассеяния лежит в пределах $1-3 \text{ мГн}$ [7]. (Эти данные, однако, не относятся к трансформаторам специальных конструкций, предназначенных для повышенных и высоких частот, в которых индуктивность рассеяния сводится к минимуму.) Учитывая приведенные выше значения для рассматриваемого случая при частоте 1000 гц имеем:

$$\left(\frac{R_n + R_2}{\mu^2}\right)^2 \cong 2 \cdot 10^{-8} \text{ ом}^2 \text{ сек}^2,$$

$$[2\pi(L_n + L_2)]^2 = 4 \cdot 10^{-5} \text{ ом}^2 \text{ сек}^2.$$

Очевидно, что первым членом в подкоренном выражении можно пренебречь, причем с возрастанием частоты ошибка от такого пренебрежения уменьшается.

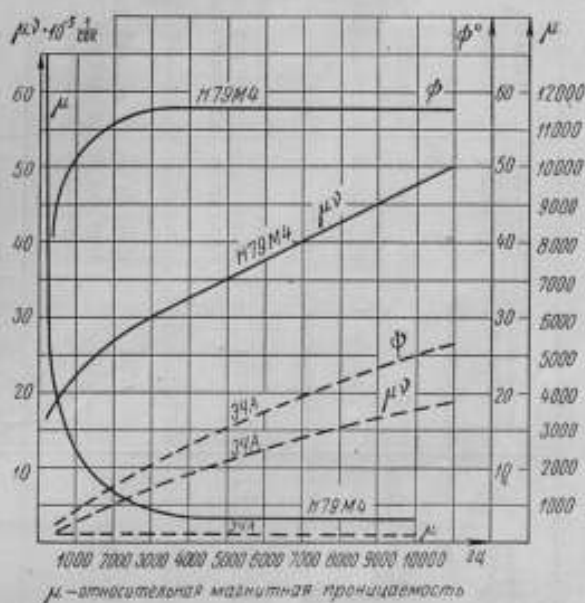


Рис. 1. Зависимость проницаемости и угла потерь от частоты для высоконикелевых сплавов Н79М4 $0,35 \text{ мм}$ при напряженности поля, близкой к нулю, и для стали Э4А $0,35 \text{ мм}$ при $H = 0,01 \text{ э}$.

Таблица 1

Тип трансформатора	Номинальная частота или диапазон частот, Гц	Класс точности	Номинальные коэффициенты трансформации	Номинальная нагрузка, ам	Материал и форма сердечника	Характер первичной обмотки	Характер вторичной обмотки	Способ подготовки коэффициента трансформации
УТТ-5	50	0,2	$\frac{15-50-100-150-200-300-600}{5}$	0,2 при $\cos \varphi = 0,5$ и $\cos \varphi = 1$	Кольцо из ленточного пермаллоя	2 секции, соединенные последовательно	1 секция	Снятие или добавление части витков вторичной обмотки
ЛТТ-1	50	0,2	$\frac{0,5-1-2-5-10-20-50}{5}$	0,4	Кольцо из ленточного пермаллоя	7 секций, соединенных последовательно	—	—
И-54	50	0,2	$\frac{0,5-1-2-5-10-20-50}{5}$	0,5	Кольцо из ленточного пермаллоя	7 секций, соединенных последовательно	2 секции	Снятие или добавление витков
ЛТ-49	50—400	0,5	$\frac{5-10-20-50-100}{5}$	0,4	Кольцо из ленточного пермаллоя	4 секции, соединенные последовательно	2 секции	Снятие или добавление части витков
СБЕ 441П/400	360—440	0,2	$\frac{0,2-0,5-1-2-10-15-25}{5}$	$0,2-0,4$ $\cos \varphi = 0,8$	Кольцо из ленты специального сплава	77 секций, соединенных последовательно	1 секция	Специальная схема вторичной обмотки с дополнительными шунтируемыми витками
ОТЧ-2	50—10 000	0,2	$\frac{5-200}{5}$	0,4	Кольцо из ленточного пермаллоя	40 секций для последовательного параллельного включения	2 секции	Снятие или добавление витков

Таким образом, при частотах выше 1000 гц можно принять $A = \frac{2\pi}{\mu} (L_1 + L_2)$. Учитывая, что для рассматриваемых сплавов в диапазоне частот 3000—10 000 гц μ лишь незначительно изменяется с частотой (рис. 1), и приближенно считая, что $(L_1 + L_2)$ не зависят от частоты, можно предположить, что характер частотной зависимости погрешностей низкочастотных измерительных трансформаторов тока в основном определяется не множителем A [уравн. (6)], а тригонометрическими функциями $\sin \gamma$ и $\cos \gamma$. Угол γ возрастает с частотой и в рассматриваемых пределах частот вряд ли будет превышать 90° ; следовательно, $\sin \gamma$ (а значит и f_1) будет нарастающей функцией, а $\cos \gamma$ (и δ_1) — убывающей функцией частоты.

Указанные предположения подтверждаются результатами экспериментального исследования лабораторных трансформаторов наиболее распространенных типов. Естественно, что частотные зависимости погрешностей трансформаторов, полу-

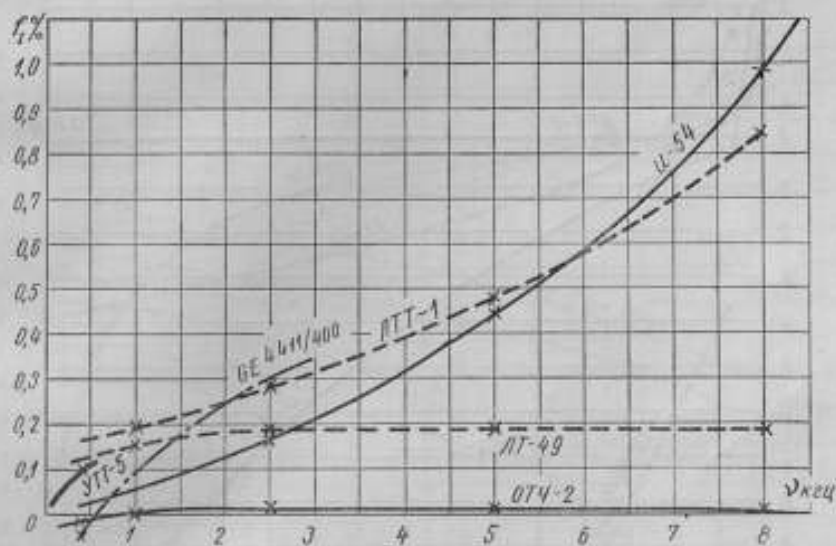


Рис. 2. Зависимость погрешности тока от частоты для трансформаторов тока различных типов.

ченные экспериментально, несколько отличаются от теоретических, выраженных уравнениями (6) при $A = \text{const}$, однако нарастающий характер функции $f_1 = F_1(\nu)$ и убывающий характер функции $\delta_1 = F_2(\nu)$ подтверждаются практически для всех поступающих в поверку трансформаторов.

Основные технические данные испытанных трансформаторов приведены в табл. 1. Некоторые из них предназначены только для работы при частоте 50 гц (ЛТТ-1, УТТ-5, И-54), трансформаторы ЛТ-49 и ОТЧ-2 рассчитаны на некоторый диапазон частот, трансформатор GE 4411/400 предназначен только для одной частоты 400 гц.

Сердечники всех рассматриваемых трансформаторов — кольцевые, выполненные из ленточного пермаллоя или другого специального сплава высокой магнитной проницаемости.

У всех перечисленных в табл. 1 трансформаторов, кроме типа GE 4411/400, подгонка коэффициента трансформации при выпуске осуществляется добавлением или снятием части витков вторичной обмотки. У трансформатора типа GE 4411/400 подгонка осуществляется при помощи регулировки сопротивления, шунтирующего несколько витков вторичной обмотки.

На рис. 2 и 3 приведены зависимости погрешностей тока и угловых погрешностей перечисленных трансформаторов от частоты при неизменной нагрузке вторичной цепи $z_N = 0,4$ ом, $\cos \varphi_N = 0,8$ и номинальном токе.

Трансформатор ОТЧ-2 при испытании был нагружен дифференциально-нулевым прибором, обладающим весьма малыми сопротивлениями и индуктивностью. Трансформатор типа УТТ-5 — последовательной цепью ваттметра типа АСТД.

На рис. 4 показаны аналогичные приведенным на рис. 2 и 3 зависимости для трансформатора тока типа И-54 при различных нагрузках.

Рассмотрение и сравнение зависимостей, полученных для различных трансформаторов, дают основание сделать следующие выводы:

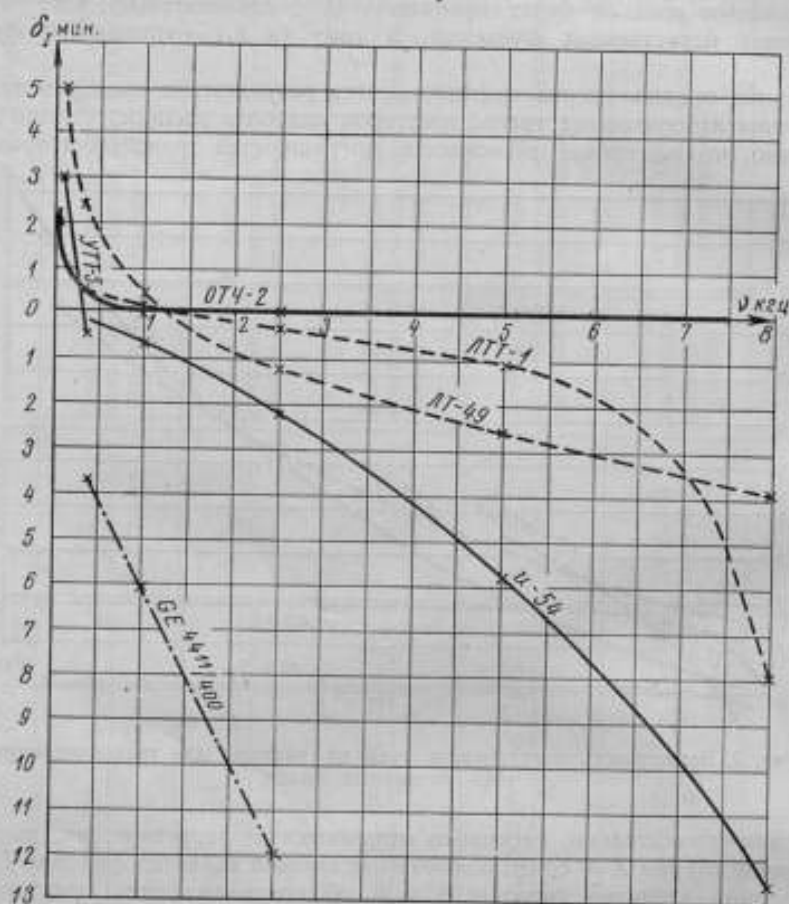


Рис. 3. Зависимость угловой погрешности от частоты для трансформаторов тока различных типов.

1. Общим для всех указанных трансформаторов является нарастающий характер зависимости погрешности тока от частоты и падающий характер зависимости угловой погрешности. Следовательно, если при данной частоте коэффициент трансформации лабораторного трансформатора одной из указанных конструкций подогнан с отрицательной погрешностью, то с возрастанием частоты эта погрешность должна уменьшаться по абсолютной величине, при некотором значении частоты стать равной нулю и затем принять увеличивающееся с частотой положительное значение. Отрицательная угловая погрешность с увеличением частоты остается отрицательной и увеличивается только по абсолютной величине.

2. Наилучшие частотные характеристики, т. е. наименьшую крутизну характеристик $f_1 = F_1(\nu)$ и $\delta_1 = F_2(\nu)$, как и следовало ожидать, имеют трансформаторы типа ОТЧ-2 (завода „Эталон“) и ЛТ-49, рассчитанные на некоторый диапазон частот. Оба они удовлетворяют требованиям класса 0,2 в диапазоне частот 50—8000 гц.

3. Широко применяемый при частоте 50 гц трансформатор тока типа И-54 имеет погрешности, не превышающие допустимых для трансформаторов тока класса 0,5 в диапазоне частот 50—5000 гц и класса 0,2 при частотах до 3000 гц при сопротивлении нагрузки 0,4—1,2 ом и $\cos \varphi_n$, равном 0,5 и 0,8. Трансформатор типа ЛТТ-1 также имеет весьма пологую частотную характеристику, и его погрешности не превышают допустимых для класса 0,5 значений при частоте 5000 гц и допустимых для класса 0,2 значений при частотах до 1500 гц.

Приведенные выше результаты показывают, что возможно применение рассматриваемых трансформаторов не только при частоте, на которую они рассчитаны, но и в значительно более широком диапазоне частот.

Недостатком трансформаторов тока, предназначенных для частоты 50 гц, несколько ограничивающим возможность их применения, является то, что при

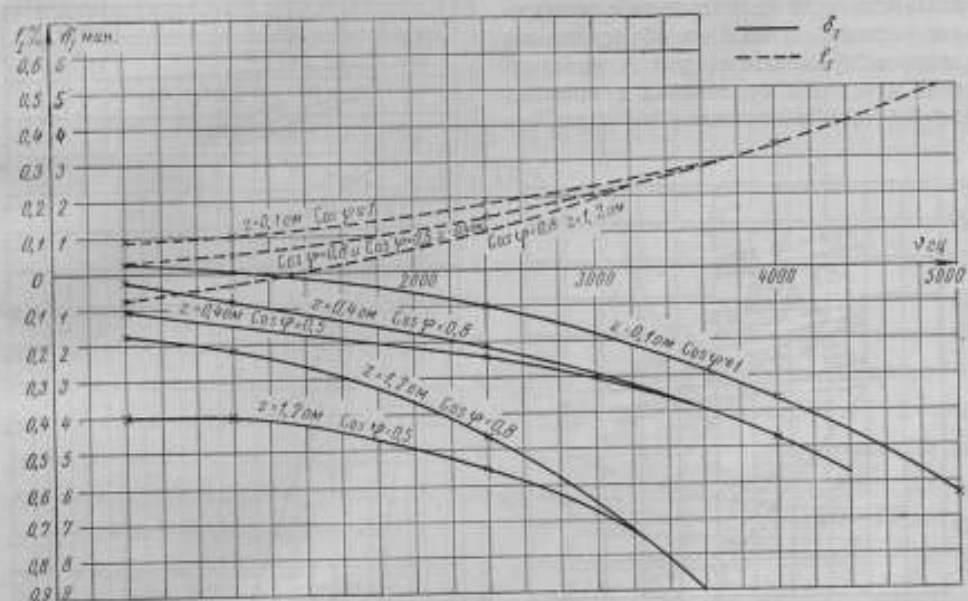


Рис. 4. Зависимость погрешностей трансформатора тока типа И-54 от частоты при различных нагрузках.

увеличении частоты резко возрастает падение напряжения на первичной обмотке трансформатора, определяемое индуктивностью рассеяния первичной обмотки. Например, у трансформаторов тока типов ЛТТ-1 и И-54 при возрастании частоты от 1000 до 8000 гц падение напряжения на первичной обмотке при коэффициенте 10/5 изменяется от 5 до 15 %.

Зависимости погрешностей трансформаторов от нагрузки при более высоких частотах имеют тот же характер, что и при низких частотах.

На рис. 5 и 6 приведены наиболее характерные зависимости $f_1 = F_3(z_n)$ и $\delta_1 = F_4(z_n)$ при частотах 400 и 2500 гц для трансформаторов различных типов.

Сравнение характеристик испытанных трансформаторов показывает, что наиболее зависимыми от частоты и от нагрузки являются трансформаторы типа GE 4411/400.

Зависимости погрешностей трансформаторов от величины тока при различных частотах также представляют интерес.

Известно, что при частоте 50 гц погрешности обычных трансформаторов в значительной степени зависят от тока, причем с уменьшением его погрешности возрастают. Это обстоятельство учтено ОСТ ЭЛ-4-40 и инструкцией по проверке трансформаторов, в которых при токах, меньших номинального, и про-

чих равных условиях допускаются погрешности, значительно большие, чем при токе, равном номинальному. В соответствии с этим проверка трансформаторов производится для нескольких значений токов (10, 20, 50, 100 и 120% от номинального).

Испытания трансформаторов тока на частотах 400—8000 гц показали, что с повышением частоты погрешности трансформаторов менее зависят от величины тока и уже при 400 гц и выше зависимость от тока фактически отсутствует.

На рис. 7 и 8 приведены кривые, характеризующие зависимость погрешностей трансформаторов типа ЛТ-49 и И-54 от величины тока в процентах от номинального. Аналогичные же зависимости получены и для трансформаторов тока других типов.

Уменьшение влияния тока на погрешности трансформаторов с повышением частоты может быть объяснено некоторым спрямлением кривых намагничивания материала сердечника с повышением частоты в начальной их части, что

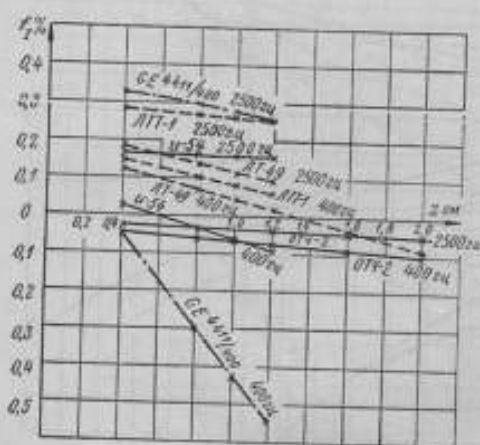


Рис. 5. Зависимость погрешности тока от сопротивления нагрузки для различных трансформаторов тока.

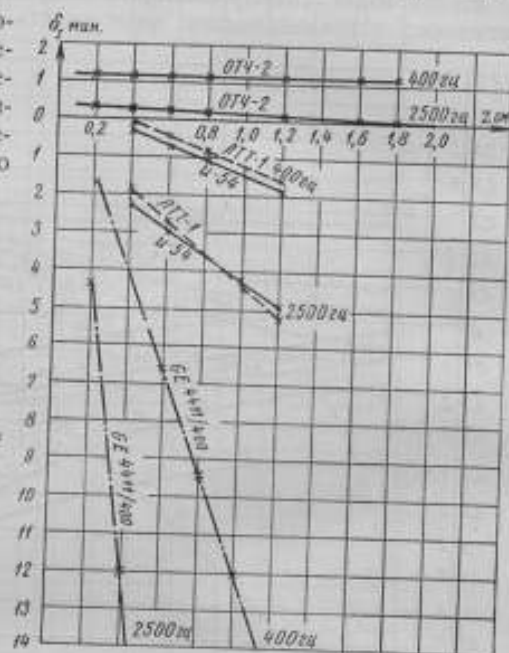


Рис. 6. Зависимость угловой погрешности от сопротивления нагрузки для различных трансформаторов тока.

ведет к независимости от величины тока отношения $\frac{I_0 \omega_1}{I_2 \omega_2}$, определяющего величину погрешностей трансформатора. В связи с тем, что с повышением частоты погрешности трансформаторов тока перестают быть зависимыми от тока, представляется возможной их проверка только при одном значении тока, что, с одной стороны, сэкономит время поверителей, с другой — позволит вести проверку при малых токах, а следовательно, позволит снизить требования к мощности устройства для питания поверочных установок повышенной частоты.

Подводя итоги приведенным выше результатам, можно сделать вывод, что испытанные лабораторные трансформаторы тока, рассчитанные на 50 гц или на сравнительно узкий диапазон частот, могут применяться без существенного снижения их точности в более широком диапазоне. В связи с этим представляется целесообразным выпуск лабораторных измерительных трансформаторов не только для одной фиксированной частоты, как это делается в настоящее время, а для широкого диапазона, например 50—1000 гц. Очевидно также, что не представит большой сложности изготовление лабораторных многопредельных трансформаторов для диапазона звуковых частот класса 0,2, причем конструкция

таких трансформаторов не должна существенно отличаться от конструкции обычного низкочастотного трансформатора тока, например типа И-54.

Наиболее существенным при создании трансформатора тока для диапазона звуковых частот является выбор ферромагнитного материала для сердечника, а также конструкции обмотки и сердечника, обеспечивающей снижение индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток.

Для уменьшения погрешностей и получения более пологой частотой характеристики трансформатора необходимо по возможности свести к минимуму частотно-зависимые члены, входящие в общее выражение погрешностей (5).

Снижение угла потерь ϕ достигается выбором материала и толщины листа, а также применением правильной технологии изготовления сердечника (хорошая изоляция пластин или ленты сердечника, отсутствие швов в ленте).

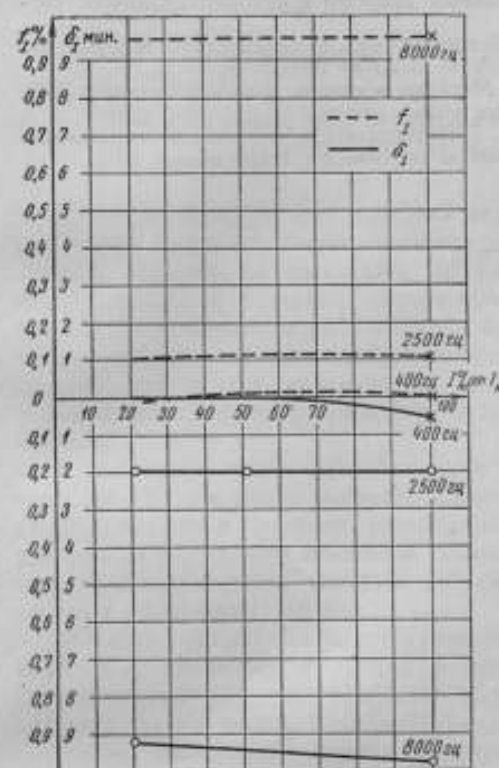


Рис. 7. Зависимость погрешностей измерительного трансформатора тока типа И-54 от силы тока.

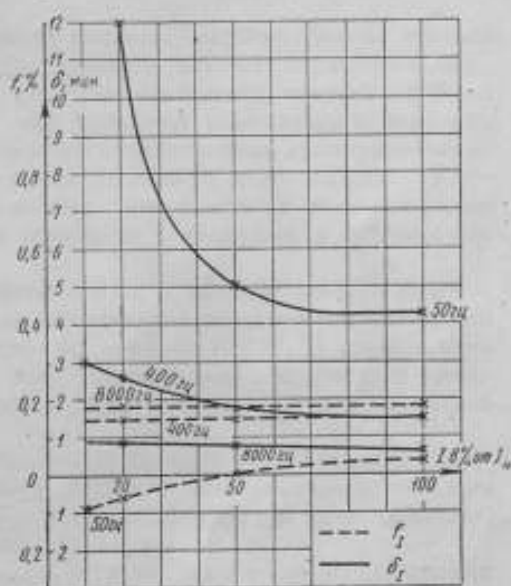


Рис. 8. Зависимость погрешностей измерительного трансформатора тока типа ЛТ-49 от силы тока.

Уменьшение зависимости z_2 и ϕ_2 от частоты достигается снижением индуктивности рассеяния обмоток путем выбора кольцевого сердечника с равномерно наложенными по окружности обмотками.

Существенное снижение погрешностей достигается выбором материала с высокой магнитной проницаемостью в слабых полях (типа пермаллой).

Если индуктивность рассеяния трансформатора и угол потерь настолько малы, что ими можно пренебречь, то можно считать, что с возрастанием частоты зависимость погрешности тока и угловой погрешности трансформатора будет иметь падающий характер вследствие возрастания μ . Однако из приведенных в статье экспериментальных данных видно, что в трансформаторах обычных конструкций на характер частотной зависимости большее влияние оказывает возрастание индуктивности рассеяния и угла потерь, чем возрастание произведения μ .

Представляет интерес исследование возможности применения сердечников из оксидных ферромагнетиков, обладающих при достаточно высокой магнитной

проницаемости в слабых полях неизменностью проницаемости в широком диапазоне частот и в несколько раз меньшим, чем пермаллой, тангенсом угла потерь [8]. Однако эта возможность еще не изучена и положительные рекомендации пока дать затруднительно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Широков К. П., Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), 1954.
2. Безикович А. Я., Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), 1954.
3. Каяндер М. С., Труды ВНИИМ, вып. 24 (84), 1954.
4. Альбрандт М. В., Электроизмерительные приборы и аппараты, Сборник трудов ОЛИЗ, вып. 1, 1933.
5. Пискарев К. А., Научно-технический сборник отдела технической информации, вып. 2, 1954.
6. Займовский А. С. и Усов В. В., Металлы и сплавы в электротехнике, 1949.
7. Hague, Instruments Transformers, London, 1936.
8. Шольц Н. Н. и Пискарев К. А., Производственно-технические справочные информационные материалы, вып. X, МПСС, Бюро технической информации, 1951.

Д. Д. ВАЛЬЧИХИН, Н. Г. ЖЕЛУДЕВА, Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКАЯ

ОБРАЗЦОВЫЕ МЕРЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ С НОМИНАЛЬНЫМ ЗНАЧЕНИЕМ 10^6 и 10^7 ом

Существующая система передачи значения единицы сопротивления от эталона ома мерам большого сопротивления предусматривает наличие образцовых мер, значение которых не превышает 10^5 ом [1]. До последнего времени не было необходимости в создании образцовых мер большого номинального значения, так как существовавшие рабочие меры большого сопротивления, преимущественно непроволочные, обладали малой точностью и невысокой стабильностью. Естественно, что в этих условиях не требовалось точной оценки этих мер, и их значение могло быть установлено путем сравнения с имеющимися образцовыми мерами.

В последнее время разработаны и применяются в промышленности рабочие меры до 10^{11} ом более высокого качества, обладающие меньшим температурным коэффициентом и высокой устойчивостью во времени [2, 3]. В связи с этим требования к точности измерения таких сопротивлений резко возросли и появилась необходимость в создании образцовых мер, номинальные сопротивления которых превышают 10^5 ом.

В статье описывается конструкция образцовых катушек сопротивления на 10^6 и 10^7 ом, входящих в состав установки ВНИИМ для измерения больших сопротивлений [4], и приводятся результаты наблюдения за стабильностью катушек такого типа в период 1949—1955 гг.

Работа выполнена в порядке творческого содружества с одним из отраслевых институтов.

Общие сведения о погрешностях катушек сопротивления с большим номинальным значением

Основные трудности создания катушек большого сопротивления заключаются в необходимости исключения влияния утечек через изоляцию и изыскании способов борьбы с повышенной неустойчивостью электрического сопротивления тонкого провода, используемого для изготовления катушек этого типа.

Практически задача создания мер большого сопротивления сводится к правильному выбору материалов, конструкции и схемы соединений проводящих цепей, с тем, чтобы можно было в любой момент и в любых условиях сделать погрешность от утечки ничтожно малой по сравнению с прочими погрешностями измерения.

В простейшем виде влияние утечки можно представить как результат включения некоторого сопротивления утечки параллельно основному сопротивлению катушки [5]. В этом случае изменение величины основного сопротивления будет выражаться формулой:

$$\delta R_0 = \frac{R_0^2 Y}{1 + R_0 Y} \cong R_0^2 Y, \text{ так как } R_0 Y \ll 1$$

или

$$\xi = \frac{bR_0}{R_0} \geq R_0 Y, \quad (1)$$

где R_0 — сопротивление катушки;

Y — проводимость утечки;

ξ — допускаемое относительное изменение сопротивления катушки из-за утечки.

Это условие определяет основное требование к конструкции образцовой меры. Схема распределения утечек в проволочной катушке изображена на рис. 1. При конструировании проволочной катушки большого сопротивления необхо-

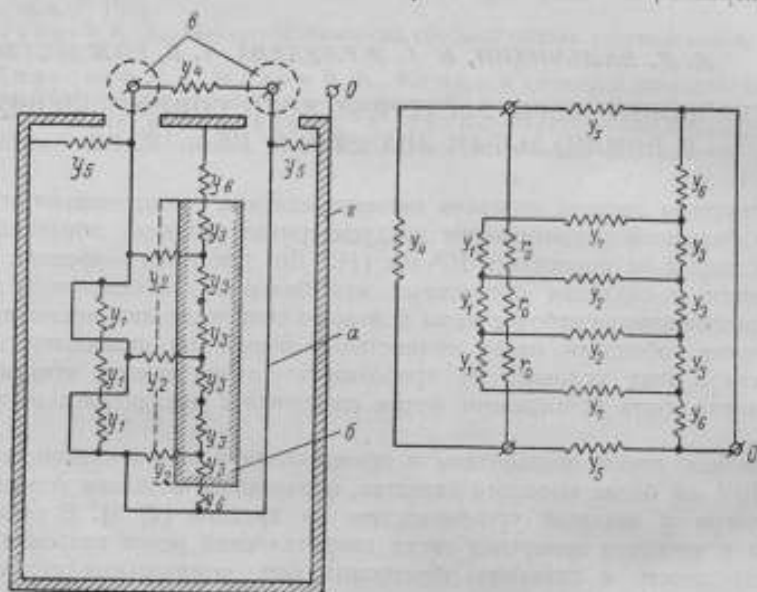


Рис. 1. Схемы расположения частей катушки и распределения утечек через изоляцию:

a — провод; $б$ — каркас обмотки; $в$ — выводные зажимы; $г$ — внешний кожух катушки; r_1 — сопротивление витка провода; Y_1 — проводимость межвитковой изоляции; Y_2 — проводимость изоляции между проводом и каркасом; Y_3 — проводимость каркаса; Y_4 — проводимость изоляции между выводными зажимами; Y_5 — проводимость изоляции между зажимом и корпусом; Y_6 — проводимость изоляции между каркасом и внешним кожухом; Y_7 — проводимость изоляции между выводами и корпусом.

димо учитывать основные пути утечки через межвитковую изоляцию провода (Y_1), через изоляцию обмотки катушки от каркаса (Y_2) и внешнего корпуса (Y_6) и через изоляцию выводных зажимов (Y_4).

Степень влияния межвитковой изоляции провода на погрешность меры зависит от способа намотки. Это влияние невелико, если витки, находящиеся под большой разностью потенциалов, не соприкасаются. При однослойной обмотке падение напряжения между отдельными витками постоянно, и ток утечки через изоляцию между двумя соседними витками будет равен:

$$I_{uz} = \frac{U}{N} Y_1,$$

где U — напряжение на катушке;

N — число витков;

Y_1 — проводимость изоляции проводов между двумя витками.

Поскольку все витки одинаковы, ток утечки вдоль катушки будет постоянен, и эффективное значение проводимости межвитковой изоляции в этом случае определится, как

$$Y_{1эф} = \frac{I_{uz}}{U} = \frac{Y_1}{N}.$$

Влияние утечки на общее сопротивление катушки может быть определено из ф-лы (1) путем подстановки значения $Y_{1,эф}$. Тогда:

$$\xi_1 > R_0 Y_{1,эф} = R_0 \frac{Y_1}{N}. \quad (2)$$

Если учесть, что $R_0 = r_{10} l$ и $Y_1 = Y_{10} l$,
 где r_{10} — сопротивление провода на единицу длины;
 Y_{10} — проводимость изоляции провода на единицу длины;
 l — длина витка,

то формула погрешностей может быть переписана в другом виде:

$$\xi_1 > r_{10} Y_{10} l^2. \quad (3)$$

Таким образом, погрешность от утечки через межвитковую изоляцию при однослойной обмотке непосредственно не зависит от номинального значения сопротивления катушки и связана с параметрами провода (r_{10} и Y_{10}) и размерами каркаса.

Обычно r_{10} не превышает 500 ом/м, а $Y_{10} = 10^{-10}$ 1/ом·м; при этих условиях погрешность ξ_1 имеет исчезающе малую величину и, при современном состоянии техники измерения может совершенно не учитываться.

Осуществление однослойной обмотки катушек с очень большим номинальным значением встречает затруднения из-за отсутствия надежного сверхтонкого провода (например, провода в стеклянной изоляции с диаметром жилы 4—5 мк). Обычная многослойная намотка допускает нарушение порядка расположения витков и уступает в этом отношении однослойной или другим специальным типам намоток. При этом напряжение между соседними витками может возрасти в несколько раз, а следовательно, столь же сильно будут возрастать ток утечки и погрешность, вносимая им в значение сопротивления катушки.

Поэтому в разработанных нами катушках, подвергавшихся наблюдению и течение ряда лет, использована многослойная последовательная секционированная обмотка, наиболее приближающаяся по своим характеристикам к однослойной. Такого типа обмотка допускает нарушение порядка расположения только близлежащих витков, что увеличивает погрешность от межвитковой изоляции не более чем на один порядок.

Погрешность от утечки через изоляцию обмотки на каркас зависит от материала каркаса и типа обмотки. Низкоомные катушки выполняются исключительно на металлических каркасах, позволяющих создать более совершенное охлаждение обмотки. Для высокоомных катушек при металлическом каркасе наиболее выгодным типом обмотки является многослойная с длинными цилиндрическими слоями. Однако при этом больше сказывается межвитковая изоляция. Образцовые высокоомные катушки сопротивления используются в условиях, когда напряжения в измерительных схемах ограничены несколькими сотнями вольт и мощность, рассеиваемая на них, не превышает десятков милливольт. Более целесообразным в этом случае является использование однослойной обмотки и каркаса из изоляционного материала.

Выбор между тем или иным типом каркаса может быть сделан на основании следующего. При металлическом каркасе проводимость Y_2 в схеме распределения утечек через изоляцию (рис. 1) будет велика и токи утечки зависят только от проводимости изоляции обмотки относительно каркаса (на схеме Y_2). Между частями обмотки и каркасом в этом случае будет существовать значительная разность потенциалов. Эффективное значение распределенной утечки с обмотки на каркас ($Y_{2,эф}$) может быть найдено по известным формулам, определяющим утечки с длинной линии на землю, а именно:

$$Y_{2,эф} = \frac{1}{6} \sum Y_2,$$

где $\sum Y_2$ — полная проводимость между обмоткой и каркасом.

Если каркас выполнен из материала, имеющего малую проводимость, вдоль него возникает падение напряжения. В частном случае, когда обмотка распределена равномерно (например, однослойная), а материал каркаса однороден, изменение напряжения вдоль него и обмотки будет происходить по одному и тому же закону, т. е. линейно; при $Y_1 \gg Y_{3\text{эф}} \gg Y_{2\text{эф}}$ разность напряжений между соответствующими точками каркаса и обмотки практически будет равна 0. Токи утечки в этом случае определятся проводимостью каркаса $Y_{3\text{эф}}$. При одном и том же номинальном значении катушки погрешность пропорциональна проводимости изоляции и интересующий нас критерий определится, очевидно, отношением проводимостей $Y_{2\text{эф}}$ и $Y_{3\text{эф}}$ для двух рассматриваемых случаев.

Проводимость изоляции между обмотками и металлическим каркасом $Y_{2\text{эф}}$ для однослойной обмотки равна:

$$Y_{2\text{эф}} \cong \frac{1}{6} \frac{\pi \left(D + \frac{\Delta_2}{2} \right) h}{\rho_2 \Delta_2}, \quad (4)$$

где D — наружный диаметр каркаса;

h — длина каркаса;

Δ_2 — толщина изоляции между обмоткой и каркасом;

ρ_2 — удельное сопротивление материала изоляции.

То же значение для проводимости каркаса $Y_{3\text{эф}}$ равно:

$$Y_{3\text{эф}} \cong \frac{\pi \left(D - \frac{\Delta_3}{2} \right) \Delta_3}{2\rho_3 h}, \quad (5)$$

где Δ_3 — толщина каркаса;

ρ_3 — удельное сопротивление материала каркаса.

Преимущество замены металлического каркаса каркасом из изоляционного материала тем больше, чем меньше отношение

$$\frac{Y_{3\text{эф}}}{Y_{2\text{эф}}} < 3 \frac{\Delta_2 \Delta_3}{h^2} \frac{\rho_2}{\rho_3}. \quad (6)$$

Очевидно, что при конструировании низкоомных катушек, когда погрешность от утечки через изоляцию вообще мала, выбор материала каркаса не имеет существенного значения. При выборе же конструкции катушек с большим значением сопротивления весьма важно то, что множитель $\frac{\Delta_2 \Delta_3}{h^2}$ очень мал, и при прочих равных условиях требования к сопротивлению изоляции между обмоткой и каркасом в случае применения каркаса из изоляционного материала снижаются.

Следует заметить, что влияние проводимости каркаса подобно влиянию утечки через межвитковую изоляцию, т. е. не зависит непосредственно от номинального значения катушки, а определяется конструкцией обмотки и каркаса.

Выражая значение погрешности ξ_2 в виде $\xi_2 = R_0 Y_{3\text{эф}}$ через величины $r = \frac{R_0}{h}$ и $Y_{30} = \frac{1}{h} \cdot \frac{1}{Y_{1\text{эф}}}$, соответствующие величинам сопротивления обмотки, размещенной на единице длины, и сопротивлению единицы длины каркаса, получим:

$$\xi_2 < r Y_{30}. \quad (7)$$

Указанное выражение справедливо для катушек любого номинального значения и позволяет произвести выбор размеров и материала каркаса с целью уменьшения погрешности катушки. Практически сопротивление трубки из радиофарфора достигает 10^{10} — 10^{12} ом на 1 см длины и, следовательно, по-

грешность приобретает заметную величину лишь для намотки, у которой на 1 см длины укладывается провод с сопротивлением до 10^3 ом.

Эта погрешность может быть уменьшена применением лучших материалов или дополнительной изоляции по поверхности каркаса.

Влияние утечек через изоляцию выводов катушки определяется непосредственно по ф-ле (1) и может быть сведено к пренебрежимо малой величине применением высококачественных изоляционных материалов (полистирола, полиэтилена, янтаря и т. п.).

Сильное влияние на устойчивость сопротивления катушки оказывает утечка на внешний корпус через охлаждающую жидкость. Однако по причинам, изложенным выше, катушки с большим номинальным значением сопротивления не подвергаются сколько-нибудь существенному нагреву и не требуют усиленного охлаждения.

Применение в конструкции воздушного охлаждения взамен масляного позволяет снизить этот вид погрешности в 10^4 — 10^5 раз и свести его до ничтожных размеров, не поддающихся учету.

Подводя итог сказанному, следует отметить, что рациональным выбором схемы намотки катушки и материала для изоляции токоведущих частей ее от корпуса можно снизить погрешность от изменения сопротивления вследствие влияния утечек до пренебрежимо малых величин.

Особое место в проблеме создания точных мер большого сопротивления занимают вопросы повышения устойчивости сопротивления самого провода. Требования по ограничению габаритов и веса высокоомных катушек сопротивления вызывают необходимость использования при их изготовлении проводов малого сечения. Сложная технологическая обработка, которой подвергается провод при протяжке для получения малых диаметров, нарушает структуру материала, создает большие остаточные натяжения, что вредно влияет на стабильность сопротивления во времени. Названные причины не могут быть устранены путем соответствующего выбора конструкции катушки и требуют коренного изменения способов изготовления тонких проводов. Значительное снижение нестабильности сопротивления достигается описываемой ниже специальной термической обработкой намотки, обеспечивающей некоторое снятие натяжений в проводе.

Исключительно сильное воздействие на величину сопротивления тонких проволок, зависящее от конструкции катушки, оказывают каркас и изоляция обмотки. Это влияние связано с изменением сопротивления провода при его механической деформации, вызванной нагревом, увлажнением изоляции обмотки, ее усадкой и растрескиванием. Указанные явления свойственны проволочным мерам сопротивления любой величины. Однако при использовании проводов малого сечения относительное сечение изоляции увеличивается, и ее влияние на состояние провода возрастает. Применение лакировки, обязательное для низкоомных катушек, для высокоомных катушек, выполненных из тонкой проволоки, приносит несомненный вред, так как лаковая пленка обладает большой усадкой, непостоянной во времени. Точно так же крайне отрицательно сказывается на устойчивости сопротивления провода применение оплетки из натурального шелка.

Как показывает опыт, для изоляции провода должны использоваться материалы, не дающие усадки при изменении влажности. Такими свойствами обладают в значительной мере кабельные эмали, оплетки из искусственного шелка, стекловолокно и т. п.

Наиболее действенным способом предохранения катушки от влияния влажности является ее вакуумная сушка с последующей герметизацией, полностью устраняющей воздействие окружающей атмосферы. Герметизация деталей, как средство повышения их стабильности, нашла широкое применение в современной технике и дает весьма хорошие результаты.

Изложенные выше положения были приняты за основу при создании образцовых мер сопротивления с номинальными значениями 10^6 и 10^7 ом.

Описание конструкции катушек электрического сопротивления 10^6 и 10^7 ом и некоторые сведения о технологии их изготовления

Конструкции катушек сопротивления 10^6 и 10^7 ом подобны друг другу (рис. 2, 3 и 4).

Для осуществления более точной передачи значений сопротивления от образцовых мер в 10^6 ом к созданным мерам большого сопротивления последние

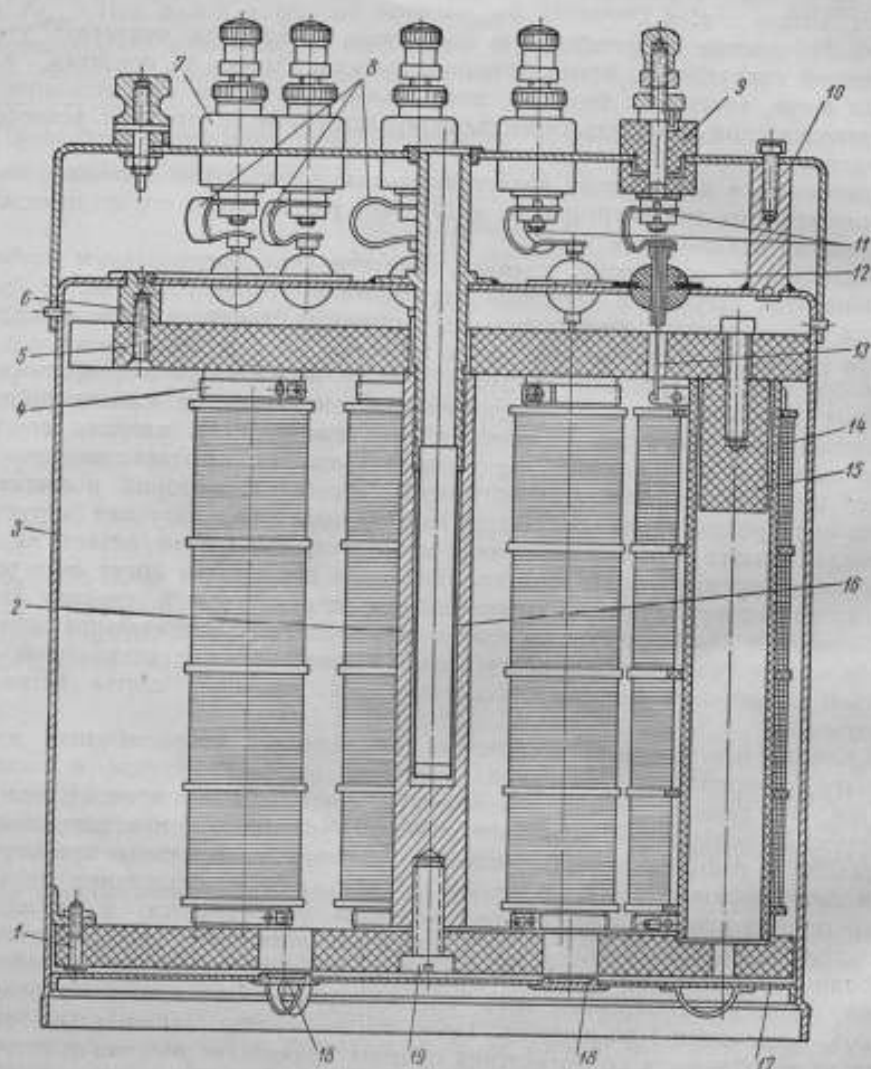


Рис. 2. Конструкция катушки сопротивления.

были выполнены в виде переходных секционированных катушек, каждая из которых состояла из 10 последовательно соединенных секций (10×10^6 и 10×10^6 ом). Элементы сопротивлений секций (рис. 2) изготовлены из марганцевого провода, намотанного на трубчатые фарфоровые каркасы, и заключены в герметический давлением цилиндр 3 из латуни, наполненный сухим воздухом. В верхнюю стенку цилиндра впаиваны проходные изоляторы 12. Выводы от сопротивлений 13 через проходные изоляторы и контактные пружины 8 и 11 подведены к зажимам 7, расположенным на верхней (лицевой) плите 10 катушки.

Сопротивления секций 10^5 ом выполнены из марганцевого провода марки ПЭШОМ диаметром 0,05 мм, секций 10^6 ом — диаметром 0,03 мм.

Провод укладывается многослойной обмоткой на керамические трубчатые каркасы 14 диаметром 26 мм и длиной 150 мм. Характер намотки провода для секций различного сопротивления — различен. Для секций 10^6 ом число слоев должно составлять 10—15, что заставило ввести специальный каркас во избежание повреждения обмотки.

Схема намотки секций показана на рис. 5 и 6.

В секции на 10^6 ом провод укладывается в несколько слоев, так чтобы число слоев не превышало 5—6. Намотка начинается с одного конца каркаса и ведется до полного заполнения поверхности, чем достигается равномерное распределение провода и предотвращается перепутывание витков.



Рис. 3. Внешний вид катушки сопротивления.

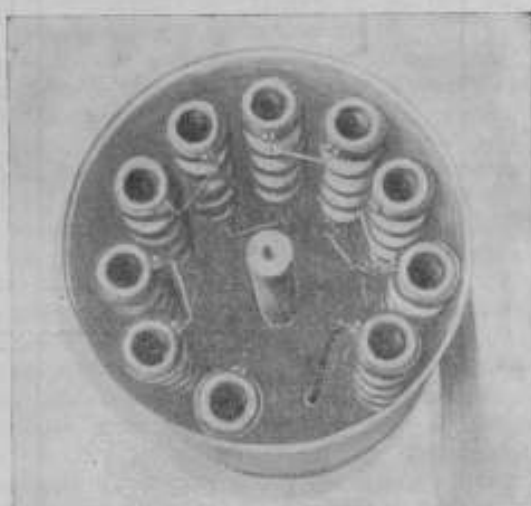


Рис. 4. Расположение секций в катушке.

При намотке и после ее окончания провод лаком не покрывается. Начало и конец обмотки припаиваются серебряным припоем к красномедным кольцам 4 (рис. 2), расположенным по концам трубки на расстоянии 5—10 мм от торца.

После намотки секций катушки подвергаются искусственному „старению“ с целью снятия внутренних напряжений в проводе и стабилизации величины сопротивления. Процесс искусственного старения заключается в циклической термической обработке образцов сопротивления при температуре 100—110°С в течение 8 часов и последующем охлаждении совместно с термостатом в течение 16 часов. Нагрев и охлаждение повторяются до момента, когда разница результатов двух измерений, произведенных в начале термической обработки и после проведения нескольких циклов, не превышает $\pm 0,01\%$. По окончании процесса старения сопротивление подгоняется к номинальному значению на аппаратуре, обеспечивающей погрешность измерения не более $\pm 0,01\%$ [4].

Секции, изготовленные указанным образом, укрепляются между двумя пластинками из изоляционного материала (текстолит, пластмасса и т. п.). Положение секций фиксируется при помощи специально выточенных гнезд в нижней пластине 1, а в верхней изоляционной пластине 5 имеются направляющие стержни 15, диаметр которых равен внутреннему диаметру каркаса. Пластины скреплены между собой с помощью алюминиевого стержня 2 и винта 19. Сопротивления крепятся внутри цилиндра 3 на трех стойках 6, впаянных в его

верхнюю стенку. Монтаж сопротивлений, припайка выводов и последовательное соединение секций производится до установки всей системы в цилиндр.

Выводы от секций подводятся к проходным изоляторам 12 типа ИСК, размещенным по окружности в верхней стенке цилиндра.

Сопротивление изоляции выводов (при нормальной влажности воздуха в помещении) имеет величину $10^{11} - 10^{14}$ ом.

После сборки и монтажа припаяется дно цилиндра 17, имеющее отверстия, закрытые пробками 18. Затем в течение 4—6 часов катушка подвергается вакуумной сушке при температуре $50-60^{\circ}\text{C}$ и давлении не более 10 мм рт. ст. Через отверстия в дне цилиндра происходит откачка загрязненного и увлажненного воздуха, а просушка катушки осуществляется циркулирующим сухим воздухом, после чего отверстия закрываются пробками 18 и запаиваются.

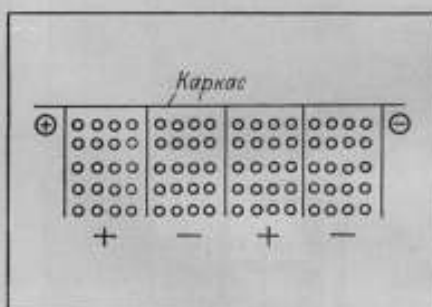
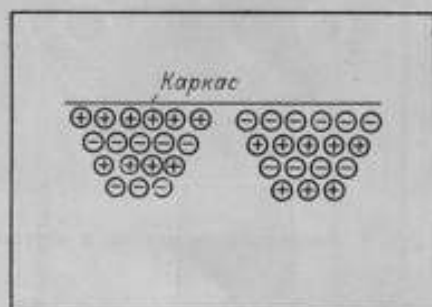
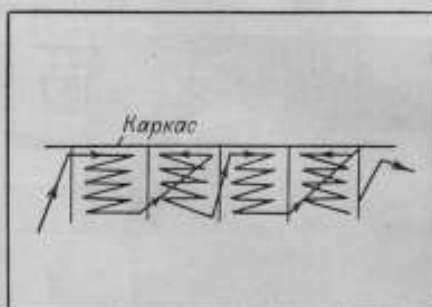
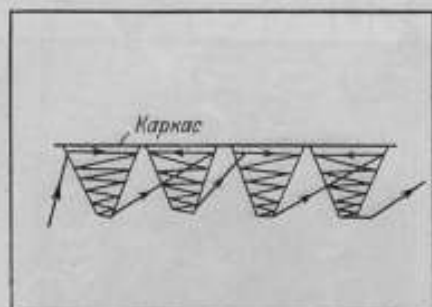


Рис. 5. Характер намотки секций катушки 10×10^5 ом.

Рис. 6. Характер намотки секций катушки 10×10^6 ом.

Для удобства работы при подсоединении катушек предусмотрена крышка 10 с зажимами 7, изолированными от нее полистироловыми втулками 9. Зажимы на крышке расположены по окружности и имеют последовательную нумерацию от 0 до 10, указывающую номера секций.

Зажимы 7 присоединяются к выводам секций с помощью бронзовых посеребренных пружин 8 и 11, которые одним концом укреплены на шпильке зажима, а другим — упираются в контактные колпачки, к которым припаяны выводы от секций. Такое контактное соединение зажимов и выводов допустимо, ибо переходное сопротивление, как показывает опыт, не превышает 0,1 ом, т. е. не имеет существенного значения, а сборка и конструкция катушки в этом случае значительно упрощаются. Кроме того, защитная крышка предохраняет поверхность основных изоляторов от загрязнения.

В центре катушки внутри алюминиевого стержня 2 располагается красномедная трубочка 16, припаянная к верхней стенке кожуха и заполненная маслом. Измерение температуры производится ртутным термометром, вставляемым в трубочку 16.

В конструкции катушек и технологии их изготовления предусмотрены следующие меры по уменьшению погрешностей.

1. Секционирование обмоток и применение провода с хорошей изоляцией. Сопротивление провода на единицу длины для катушки 10^7 ом не превышает 500 ом/м, сопротивление изоляции достигает 10^{11} ом/м, а длина витка менее $0,1$ м. По ф-ле (3) погрешность ξ_1 в этом случае не должна превышать $5 \cdot 10^{-11}$. Учитывая возможность нарушения порядка расположения на более чем 100 витков, при всех условиях следует считать, что погрешность ξ_1 имеет исчезающе малую величину.

2. Уменьшение утечек через каркас. Помимо выбора для него материалов с большим сопротивлением, осуществляется дополнительная обработка: каркасы перед намоткой промываются чистым спиртом и просушиваются в термостате при температуре $100-110^\circ\text{C}$ в течение $4-8$ часов. Этим способом удаляются загрязнения и влага с поверхности каркаса и повышается сопротивление его изоляции. Все арматурные изоляционные детали до монтажа также подвергаются сушке. Полное сопротивление каркаса одной секции составляет более 10^{12} ом, что дает, согласно ф-ле (7), для ξ_2 исчезающе малую погрешность.

3. Вакуумная сушка, резко увеличивающая сопротивление изоляции всех частей катушки, так что полное сопротивление изоляции обмотки от каркаса при нормальных условиях эксплуатации (температура $15-20^\circ\text{C}$) превышает 10^{11} ом.

4. Повышение стабильности провода, достигаемое полным исключением всякой лакировки обмотки. Как известно, все лаки дают при высыхании и последующем старении усадку, которая является первопричиной появления весьма сильных натяжений в проводе. Для той же цели служат вакуумная сушка и герметизация катушки.

5. Относительно свободная намотка провода, ослабляющая влияние разницы в температурных коэффициентах провода и материала каркаса.

6. Уменьшение реактивности обмоток, предусмотренное в конструкции катушек. Как известно, для компенсации емкостной составляющей сопротивления катушек обмотка катушки должна обладать заметной индуктивностью. Однако в этом случае значительное внешнее поле обмотки может привести к появлению серьезных помех в виде э. д. с. от внешних магнитных полей. Исходя из этого, индуктивность катушек была уменьшена до возможных пределов. Намотка каждой секции каркаса производилась в противоположных направлениях, вся катушка была заключена в герметичный экран, служащий для электростатической экранировки цепей катушки и имеющий отдельный вывод.

Результаты наблюдений за стабильностью катушек в период 1949—1955 гг.

Две катушки описанной выше конструкции, с номинальным значением 10^6 и 10^7 ом, типа 391 № 1 и 392 № 1 входят в состав образцовой установки ВНИИМ, предназначенной для измерения больших сопротивлений, и за ними ведется систематическое наблюдение.

Катушка сопротивления с номинальным значением 10^6 ом ежегодно посекционно сличается с образцовой катушкой сопротивления I-го разряда, имеющей номинальное значение 10^5 ом. Катушка сопротивления в 10^7 ом, в свою очередь, посекционно сличается с сопротивлением всей катушки в 10^6 ом. Сличение производится при помощи специального моста [4].

Результаты измерений с момента изготовления катушек в 1949 г. по 1955 г. приведены в табл. 1. Для сравнения в той же таблице приведены данные, характеризующие стабильность образцовой катушки первого разряда № 1747 фирмы Вольф с номинальным значением 10^5 ом, прошедшей длительное естественное старение и наблюдаемой с 1937 г. Значения новых мер сопротивления (тип 392 № 1 и тип 391 № 1) получены в результате измерений, выполнявшихся в лаборатории электрических измерений ВНИИМ. Значения образцовой катушки I-го разряда взяты из данных лаборатории эталонов электрических единиц им. проф. М. Ф. Маликова.

График, характеризующий изменение сопротивления катушек во времени (приведенный на рис. 7), и таблица показывают, что, как и следовало ожидать, относительное изменение сопротивления образцовой меры первого разряда за тот же период времени меньше относительного изменения сопротивления новых

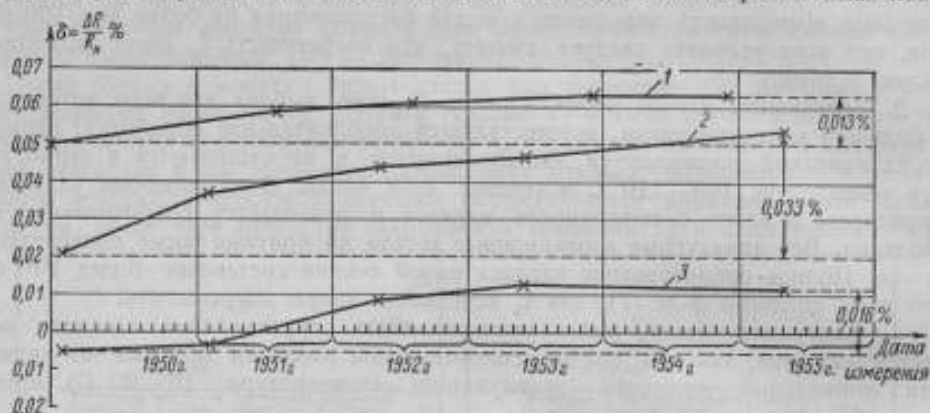


Рис. 7. Относительное изменение сопротивления катушек во времени:

1—образцовая катушка № 1747 (10^5 ом); 2—катушка типа 391 № 1 ($10 \cdot 10^6$ ом); 3—катушка типа 392 № 2 ($10 \cdot 10^6$ ом).

катушек, хотя порядок величины этого изменения один и тот же. Естественно, что образцовая катушка с номинальным значением сопротивления 10^5 ом, прошедшая многолетнее естественное старение, обладает большей стабильностью,

Таблица 1

Тип и номер катушки	Номинальное значение сопротивления в абс. ом	Действительное значение сопротивления в абс. ом, определенное в декабре 1949 г. при температуре 20°C	Относительные изменения сопротивления за период времени, прошедший от предыдущего измерения, в процентах от номинального значения				Действительное значение сопротивления в абс. ом, определенное в декабре 1954 г. при температуре 20°C	Полное изменение сопротивления за весь период наблюдений в процентах	Примечания
			Январь 1951 г.	Апрель 1952 г.	Май 1953 г.	Апрель 1955 г.			
392 № 1	1 000 000	999 950	+0,002	+0,012	+0,004	-0,002	1 000 110	+0,016	Данные лаборатория электрических измерений ВНИИМ
391 № 1	10 000 000	10 002 000	+0,016	+0,007	+0,002	+0,008	10 005 400	+0,033	
№ 1747 (образцовая катушка сопротивления 1-го разряда)	100 000	100 050	+0,009	+0,002	+0,002	+0,0001	100 063	+0,013	Данные лаборатории эталонных электрических единиц им. проф. Малюкова (ВНИИМ)

чем новая мера сопротивления с номинальным значением 10^6 и 10^7 ом. Однако из кривых, приведенных на рис. 7, следует, что процесс старения новых катушек стабилизируется. Относительное изменение сопротивления за все годы больше у катушки большего сопротивления (10×10^6 ом).

Таким образом, можно констатировать, что новые меры большого сопротивления оказались достаточно стабильными и по устойчивости их значений во времени могут сравниться даже с некоторыми образцовыми мерами 1-го разряда (на 10^5 ом), прошедшими длительное естественное старение. Можно ожидать, что при изготовлении катушек в заводских условиях из специально стабилизированного марганца точность мер большого сопротивления аналогичной конструкции может быть увеличена, и весьма вероятно, что такие катушки смогут сравниться по точности с образцовыми катушками сопротивления значительно меньших номинальных значений.

Полученные результаты позволяют рекомендовать новый тип катушек для внедрения в поверочную практику в качестве образцовых мер электрического сопротивления с номинальным значением 10^6 и 10^7 ом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вессо-Адо Е. К., Труды ВНИИМ, вып. 1 (56), 1947.
2. Ренне В. Т., "Электричество", № 9, 1949.
3. Carbon-resistors, Wireless World, 1949, Vol. 55, N. 6.
4. Вальчихин Д. Д. и Рождественская Т. Б., Труды ВНИИМ, вып. 14 (74), 1953.
5. Сивилин В. С., Научные записки Львовского политехнического института, № 4, 1949.

ОБ ОДНОЙ ЗАДАЧЕ ТЕХНИКИ ЧАСТОТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ,
РЕШАЕМОЙ ПУТЕМ ПРИМЕНЕНИЯ *RC*-ФИЛЬТРОВ
НИЖНИХ ЧАСТОТ

При разработке современных частотоизмерительных устройств нередко встречается необходимость преобразования периодического напряжения, имеющего прямоугольную форму кривой, в практически синусоидальное напряжение с той же частотой основного колебания.

Интерес к этому вопросу определяется двумя основными причинами:

а) проникновением в технику точного измерения частот элементов импульсной техники — релаксационных генераторов, реле спускового действия, ограничителей и т. п.;

б) условиями поверки частотомеров, согласно которым величина коэффициента нелинейных искажений напряжения на входе частотомера в большинстве случаев должна быть не более 3—5% [1].

Решение указанной выше задачи в настоящее время чаще всего достигается с помощью какой-либо настроенной избирательной системы или путем синхронизации (на частоте основного колебания) лампового генератора, воспроизводящего напряжение с практически синусоидальной формой кривой.

В качестве избирательных систем в области частот звукового и радиовещательного диапазонов обычно находят применение *LC*-резонансные контуры или *RC*-регенеративные фильтры [2].

Однако *LC*-резонансные контуры, собранные из индуктивностей и емкостей промышленных типов, имеют малую избирательность в нижней части звукового диапазона частот. Схемы же *RC*-регенеративных фильтров и синхронизированных генераторов сложны, а сами эти устройства нуждаются в настройке в процессе работы. Недостатки перечисленных систем проявляются особенно сильно в том случае, когда возникает потребность осуществить преобразование прямоугольного напряжения в синусоидальное в некотором более или менее широком диапазоне частот.

Решения поставленной задачи можно достигнуть при помощи более совершенного в техническом отношении средства, а именно — путем применения многозвенных *RC*-фильтров нижних частот. Доказательство проведем в форме расчета величины нелинейных искажений напряжения на выходе фильтра.

Известно, что расчет формы кривой напряжения на выходе линейной электрической схемы, находящейся под воздействием заданного периодического входного напряжения, может быть выполнен с помощью принципа наложения, применяя комплексный коэффициент передачи для каждой гармонической составляющей входного сигнала. Вычисление комплексных коэффициентов передачи удобно производить исходя из количественной связи их с некоторыми характеристиками общей матрицы схемы [2, 3, 4]. Такой путь расчета и принят в предлагаемой ниже работе.

Предпосылки для выполнения расчета

Схема подлежащего расчету четырехзвенного RC -фильтра нижних частот приведена на рис. 1.

В качестве основы для расчета коэффициента нелинейных искажений напряжения на выходе фильтра могут быть приняты следующие данные.

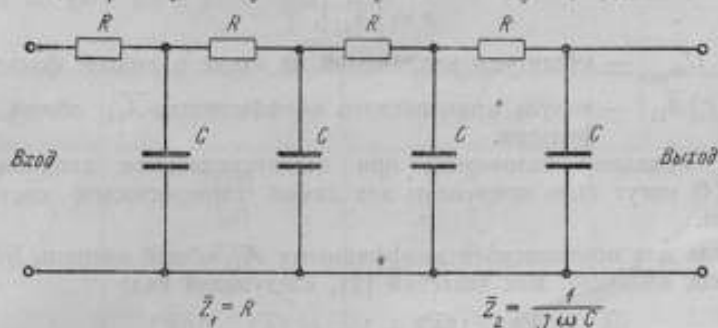


Рис. 1. Принципиальная схема четырехзвенного RC -фильтра нижних частот.

1. Количественное определение коэффициента нелинейных искажений

$$k_{н.вмх} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{mn}^2}}{U_{m1}}, \quad (1)$$

где U_{m1} — амплитуда основного колебания напряжения на выходе фильтра;

U_{mn} — амплитуда n -й гармонической составляющей напряжения на выходе фильтра;

n — номер гармонической составляющей.

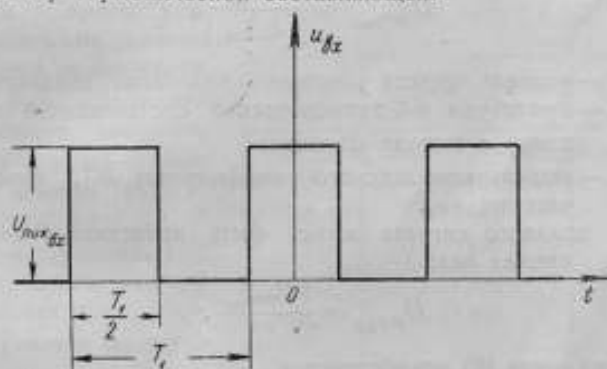


Рис. 2. Форма кривой напряжения, приложенного на входе фильтра.

2. Выражение для спектра напряжения, поданного на вход исследуемой схемы.

В случае, если сигнал имеет форму, изображенную на рис. 2, мгновенное значение этого напряжения $u_{вх}$ может быть представлено в виде:

$$u_{вх} = \frac{U_{пик\ вх}}{2} + \frac{2U_{пик\ вх}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \sin n \frac{2\pi}{T_1} t, \quad (2)$$

где $U_{пик\ вх}$ — пиковое значение напряжения сигнала;

T_1 — период основного колебания сигнала;

t — время;

n — номер гармонической составляющей (в данном случае нечетное целое число).

3. Выражения для коэффициента затухания α , вносимого фильтром при воздействии на него синусоидального напряжения,

$$\alpha = \frac{U_{m_{вх}}}{U_{m_{вых}}}, \quad (3)$$

и

$$\alpha = |\bar{A}_{11}|, \quad (4)$$

где $U_{m_{вх}}$ и $U_{m_{вых}}$ — амплитуды напряжений на входе и выходе фильтра;

$|\bar{A}_{11}|$ — модуль комплексного коэффициента \bar{A}_{11} общей матрицы фильтра.

Согласно принципу наложения, при несинусоидальном входном сигнале ф-лы (3) и (4) могут быть применены для любой гармонической составляющей этого сигнала.

4. Формула для комплексного коэффициента A_{11} общей матрицы RC -фильтра нижних частот, имеющая, как известно [2], следующий вид:

$$\bar{A}_{11} = \bar{K}^4 - 15\bar{K}^2 + 1 - j(7\bar{K}^2 - 10\bar{K}), \quad (5)$$

где $\bar{K} = j\omega CR$ — отношение комплексных сопротивлений \bar{Z}_1 и \bar{Z}_2 (рис. 1);

ω — угловая частота входного сигнала;

R и C — активное сопротивление и емкость звена фильтра.

При наличии несинусоидального входного напряжения ф-ла (5), по тем же соображениям, что и ф-лы (3) и (4), может быть применена для каждой его гармонической составляющей.

Получение расчетных выражений

На основании ф-л (3) и (4), примененных для n -й гармоники входного сигнала, получим

$$U_{m_{вх}n} = \frac{U_{m_{вых}n}}{|\bar{A}_{11}|_{n\omega_n}}, \quad (6)$$

где ω_n — угловая частота основного колебания входного напряжения; $U_{m_{вх}n}$ и $U_{m_{вых}n}$ — амплитуды n -й гармонической составляющей напряжения на входе и выходе фильтра;

$|\bar{A}_{11}|_{n\omega_n}$ — модуль комплексного коэффициента \bar{A}_{11} , вычисленный для частоты $n\omega_n$.

Если спектр входного сигнала может быть представлен выражением (2), напряжение $U_{m_{вх}n}$ примет вид:

$$U_{m_{вх}n} = \frac{2U_{n_{вх}вх}}{n\pi}. \quad (7)$$

При этом выражение (6) преобразуется

$$U_{m_{вых}n} = \frac{2U_{n_{вх}вх}}{n\pi |\bar{A}_{11}|_{n\omega_n}}, \quad (8)$$

что позволяет получить для основного колебания сигнала

$$U_{m_{вых}1} = \frac{2U_{n_{вх}вх}}{\pi |\bar{A}_{11}|_{\omega_1}}. \quad (9)$$

Подставив найденные выражения (8) и (9) в ф-лу (1) и выполнив некоторые несложные преобразования, получим окончательно

$$k_{n_{вх}вх} = |\bar{A}_{11}|_{\omega_1} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2 |\bar{A}_{11}|_{n\omega_n}^2}}. \quad (10)$$

Таким образом, для вычисления величины коэффициента нелинейных искажений $k_{н\text{нл}}$ необходимо определить значения модулей комплексных коэффициентов $(A_{11})_{\omega}$ и $(\bar{A}_{11})_{n\omega}$ общей матрицы фильтра. С этой целью следует, прежде всего, рационально выбрать значение $|\bar{K}|$, для чего представим результаты расчета по ф-ле (5) в виде табл. 1.

Таблица 1

$ \bar{K} = \omega CR$	$ \bar{A}_{11} $	$ \bar{K} = \omega CR$	$ \bar{A}_{11} $
0	1,00	5	862
0,1	1,31	7	2 870
0,3	2,83	9	7 330
0,5	4,92	10	11 000
0,7	7,65	11	15 800
0,9	11,2	13	30 200
1	13,3	15	52 800
3	168		

Учитывая характер зависимостей (10) и (5), приходим к заключению о целесообразности выбора бесконечно большой величины $|\bar{K}|$. Однако легко показать, что с возрастанием $|\bar{K}|$ увеличивается затухание, вносимое фильтром на частоте основного колебания входного сигнала [см. ф-лу (4)], вследствие чего может возникнуть необходимость оснащения фильтра усилителем напряжения. Учитывая нежелательность такого усложнения фильтрующего устройства и опираясь на данные табл. 1, остановимся на значениях $|\bar{K}| = 1 - 2$. Для упрощения дальнейших расчетов положим, что $|\bar{K}| = 1$ при $\omega = \omega_1$. В этом случае, согласно данным табл. 1, получаем $|\bar{A}_{11})_{\omega_1}| = 13,3$.

На частоте n -й гармонической составляющей входного сигнала имеем (при сделанных выше предположениях) $|\bar{K}| = n$ и на основании ф-лы (5)

Таблица 2

n	$ \bar{A}_{11})_{n\omega_1} $	$k_{н\text{нл}}, \%$
3	168	2,64
5	862	2,66
7	2 870	2,66
9	7 330	2,66
11	15 800	2,66

$$|\bar{A}_{11})_{n\omega_1}| = \sqrt{(n^4 - 15n^2 + 1)^2 + (7n^3 - 10n)^2}. \quad (11)$$

Результаты вычислений коэффициента нелинейных искажений $k_{н\text{нл}}$ по ф-лам (10) и (11) при значении $|\bar{A}_{11})_{\omega_1}| = 13,3$ представлены в виде табл. 2.

Как видно из данных табл. 2, ряд, выражающий зависимость $k_{н\text{нл}} = F(n)$, характеризуется быстрой сходимостью. Так, при $n = 3$ абсолютная погрешность приближенного определения $k_{н\text{нл}}$ не превышает 0,1%, что вполне допустимо при частотных поверках. Это свойство полученного ряда может служить основанием для очевидного упрощения ф-лы (10)

$$k_{н\text{нл}} \approx \frac{|\bar{A}_{11})_{n\omega_1}|}{3 |\bar{A}_{11})_{\omega_1}|}. \quad (12)$$

Таким образом, при расчете коэффициента нелинейных искажений напряжения на выходе RC -фильтра нижних частот, работающего в рассмотренных выше условиях, достаточная для практики точность обеспечивается при учете третьей гармонической составляющей сигнала на выходе фильтра.

Анализ полученных результатов

Найденное значение коэффициента нелинейных искажений ($k_{ннл} = 2,66\%$) свидетельствует о полной пригодности RC -фильтров нижних частот для оснащения ими измерительных устройств, предназначенных для проверки современных частотомеров. На основании полученных результатов могут быть охарактеризованы особенности этих фильтров при их применении в сравнительно широком поддиапазоне частот следования входного сигнала.

Полагая постоянными величины активных сопротивлений и емкостей фильтра, а также форму кривой приложенного к нему напряжения, допустим, что значение частоты основного колебания этого напряжения ω_1 , отвечающее условию $|\bar{K}| = 1$, увеличивается в три раза. Для определения коэффициента нелинейных искажений $k_{ннл}$ при частоте основного колебания входного напряжения, равной $3\omega_1$, необходимо произвести следующее очевидное преобразование уравнения (12):

$$(k_{ннл})_{3\omega_1} \cong \frac{|(A_{11})_{3\omega_1}|}{3 \cdot |(A_{11})_{\omega_1}|} \quad (13)$$

Подставляя соответствующие значения коэффициента затухания из табл. 2, получаем:

$$(k_{ннл})_{3\omega_1} \cong \frac{168}{3 \cdot 7330}$$

откуда находим

$$(k_{ннл})_{3\omega_1} \cong 0,76\%$$

Итак, при изменении частоты основного колебания входного сигнала в поддиапазоне $\omega_1 - 3\omega_1$, приближенное значение коэффициента нелинейных искажений сигнала на выходе фильтра будет находиться в пределах $(2,64 - 0,76)\%$. При этом затухание, вносимое фильтром на частоте основного колебания приложенного к нему напряжения, увеличится от 13,3 до 168 соответственно (табл. 2), в результате чего в некоторых случаях при применении фильтра может встретиться необходимость регулирования величины его выходного напряжения.

Как было указано выше, для получения минимальных искажений напряжения на выходе фильтра теоретически следует выбирать бесконечно большое значение $|\bar{K}|$. Однако, даже допуская оснащение фильтра соответствующим усилителем напряжения, практически целесообразно ограничиться величиной $|\bar{K}| = 5$, которой отвечает $k_{ннл} \cong 0,55\%$. Действительно, дальнейшее повышение величины $|\bar{K}|$ приводит лишь к небольшому относительному уменьшению расчетных значений $k_{ннл}$. При этом в реальных условиях, благодаря большому затуханию колебаний основной частоты, вносимому фильтром, быстро возрастает искажающее влияние помех.

В заключение необходимо отметить, что набор из пятнадцати многозвенных октавных RC -фильтров нижних частот в диапазоне от 15 гц до 250 кгц успешно применен (для решения рассмотренной выше задачи) в образцовой частотоизмерительной установке, разработанной за последние годы во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева.

На основании всего вышесказанного можно сделать следующие выводы.

1. В области звуковых частот, а также частот радиовещательного диапазона формирование синусоидальных напряжений из прямоугольных может осуществляться при помощи набора многозвенных RC -фильтров нижних частот. Достоинствами этих фильтров являются простота схемы, компактность конструкции, возможность применения отдельного фильтра без настройки в сравнительно широком поддиапазоне частот.

2. При выборе значений активных сопротивлений и емкостей четырехзвенного фильтра можно руководствоваться соотношением

$$\omega_1 CR = 1 + 2, \quad (14)$$

где ω_1 — угловая частота основного колебания напряжения, приложенного к фильтру (в радианах в секунду);

R и C — активное сопротивление и емкость звена фильтра (в омах и фарадах соответственно).

3. Если фильтр предназначен для работы в некотором поддиапазоне частот, соотношение (14) должно быть удовлетворено на нижней границе частот следования входного сигнала.

4. Для четырехзвенного RC -фильтра нижних частот при условии $\omega_1 CR = 1$ и форме кривой входного сигнала, изображенной на рис. 2, вычисленное значение коэффициента нелинейных искажений выходного напряжения составляет 2,66%. При этом затухание, вносимое фильтром на частоте ω_1 , имеет величину 13,3.

5. RC -фильтры нижних частот вполне пригодны для оснащения установок, предназначенных для проверки частотомеров всех известных и настоящее время систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Элькин Ю. М., Частотомеры и установки для их поверки, ГНТИ, 1950.
2. Асеев Б. П., Фазовые соотношения в радиотехнике, Связьиздат, 1951.
3. Асеев Б. П., Основы радиотехники, Связьиздат, 1947.
4. Зельд Э. В., Основы общей теории линейных электрических схем, ИАН СССР, 1951.

О. А. ТХОРЖЕВСКИЙ

РАСЧЕТ ШИРИНЫ ПОЛОСЫ ЗАХВАТЫВАНИЯ РАССТРОЕННОГО ЛАМПОВОГО LC-ГЕНЕРАТОРА НА ГАРМОНИКЕ ОСНОВНОГО КОЛЕБАНИЯ

В современных частотоизмерительных устройствах, предназначенных для работы в широком диапазоне, значительное применение находят разнообразные схемы преобразователей частоты, в том числе схемы ламповых делителей частоты. Вполне отвечают требованиям практики частотных измерений технические характеристики делителей частоты с автоматическим регулированием фазы, основными узлами которых являются синхронизированный на гармонике генератор (обычно ламповый LC-генератор), умножитель частоты, фазовый дискриминатор и устройство для восстановления фазы напряжения, воспроизводимого синхронизированным генератором.

Очевидно, что для более точного изучения свойств делителей частоты с автоматическим регулированием фазы и более совершенного их проектирования необходимо совершенствование методов расчета характеристик LC-генераторов, работающих в режиме захватывания.

Приведенные соображения указывают на актуальность данной работы, конкретизирующей один из методов расчета полосы захватывания на гармонике LC-генератора применительно к условиям эксплуатации в ряде областей измерительной практики.

Как известно [1, 2], расчет ширины полосы синхронизации лампового LC-генератора на гармонике основного колебания осуществляется в настоящее время в предположении малой расстройки частоты свободных колебаний генератора по отношению к собственной частоте его избирательного контура и малой дополнительной расстройки, возникающей в режиме захватывания. Выполнение первого условия наиболее просто обеспечивается применением избирательного контура достаточно высокой добротности, второго — путем выбора малой величины синхронизирующего напряжения.

Однако часто при практическом применении синхронизированных LC-генераторов, когда необходимо обеспечить их длительную и надежную работу, стараются получить возможно большую ширину полосы захватывания, что имеет место в условиях низкой избирательности контура и при относительно больших значениях синхронизирующей э. д. с.

Отсюда очевидно, насколько важно получить количественную закономерность, позволяющую определять ширину полосы захватывания расстроенного LC-генератора. В данной статье делается попытка решения этой задачи.

Обоснование способа расчета ширины полосы захватывания

Предлагаемый способ расчета ширины полосы захватывания расстроенного LC-генератора на гармонике основного колебания заключается в преобразовании (применительно к условиям задачи) известной закономерности, справедливой при малых нарушениях баланса реактивных мощностей схемы.

При синхронизации на гармонике LC -генератора с избирательным контуром в цепи анода исходное выражение [2] представляется в виде:

$$\delta f_s = n \frac{I_n \cdot U_n}{I_1 \cdot U_1}, \quad (1)$$

где

$$\delta f_s = \frac{\Delta f_s}{f_0},$$

- n — кратность синхронизации;
- I_n — ток n -й гармоники в анодной цепи генератора;
- U_n — напряжение n -й гармоники на зажимах избирательного контура;
- I_1 — ток основного колебания в анодной цепи генератора;
- U_1 — напряжение основного колебания на зажимах избирательного контура;
- Δf_s — абсолютная ширина полосы захватывания;
- f_0 — собственная частота избирательного контура.

Уравнение (1) может быть представлено в следующем виде:

$$\delta f_s = n \alpha \beta, \quad (2)$$

где

$$\alpha = \frac{I_n}{I_1} \text{ и } \beta = \frac{U_n}{U_1}.$$

Величина коэффициента β зависит от избирательности резонансного контура, значения расстройки и величины синхронизирующей в. д. с. При большой расстройке генератора, когда положение полосы захватывания соответствует в значительной мере участку склона кривой избирательности резонансного контура, очевидно должно обнаружиться существенное различие между значениями β_n и β_g коэффициента β на нижней (f_n) и верхней (f_g) границах полосы синхронной работы.

Под влиянием обратной связи в цепи самовозбуждения генератора и вследствие некоторого изменения угла отсечки анодного тока в пределах полосы захватывания неизбежно также появление неравенства значений коэффициента α , соответствующих границам этой полосы.

Приведенные теоретические соображения о характере изменений коэффициентов α и β были проверены и подтверждены экспериментальным путем, что позволяет придать исходному выражению (1) вид, соответствующий условиям синхронизации расстроенного по частоте LC -генератора:

$$\delta f_s = \frac{n}{2} (\alpha_n \cdot \beta_n + \alpha_g \cdot \beta_g), \quad (3)$$

где α_n и β_n — значения коэффициентов α и β при частоте, соответствующей нижней границе полосы захватывания;

α_g и β_g — значения этих коэффициентов на верхней границе полосы захватывания.

Анализ случайных погрешностей определения ширины полосы синхронизации по предложенной формуле

Согласно теории случайных погрешностей [3], абсолютная случайная погрешность определения ширины полосы захватывания генератора по формуле (3) может быть найдена из следующего общего выражения:

$$(\xi)_{\delta f_s} = \sqrt{\left(\frac{\partial F}{\partial \alpha_n}\right)^2 \cdot (\xi)_{\alpha_n}^2 + \left(\frac{\partial F}{\partial \beta_n}\right)^2 \cdot (\xi)_{\beta_n}^2 + \left(\frac{\partial F}{\partial \alpha_g}\right)^2 \cdot (\xi)_{\alpha_g}^2 + \left(\frac{\partial F}{\partial \beta_g}\right)^2 \cdot (\xi)_{\beta_g}^2}, \quad (4)$$

где вид функции F определяется правой частью уравнения (3), а через $(\xi)_{\alpha_n}$, $(\xi)_{\beta_n}$ и т. д. обозначены абсолютные случайные погрешности измерений значений коэффициентов α_n , β_n , α_g и β_g .

Подставляя в формулу (4) выражения для входящих в нее частных производных, заменяя абсолютные погрешности $(\xi)_{\alpha_n}$, $(\xi)_{\beta_n}$ и т. д. соответствующими относительными погрешностями $(\xi_0)_{\alpha_n}$, $(\xi_0)_{\beta_n}$ и т. д. и деля обе части равенства на δf_s , получим относительную случайную погрешность определения ширины полосы захватывания по предложенной формуле:

$$(\xi_0)_{\delta f_s} = \frac{n}{2\delta f_s} \cdot \sqrt{\alpha_n^2 \beta_n^2 [(\xi_0)_{\alpha_n}^2 + (\xi_0)_{\beta_n}^2] + \alpha_n^2 \beta_n^2 [(\xi_0)_{\alpha_n}^2 + (\xi_0)_{\beta_n}^2]} \quad (5)$$

Отсюда следует, что при известном содержании n -й гармоники в кривых анодного тока и анодного напряжения генератора и при заданных значениях погрешностей измерения коэффициентов α_n , β_n , α_s и β_s относительная случайная погрешность определения полосы захватывания прямо пропорциональна кратности синхронизации n и обратно пропорциональна относительной ширине полосы захватывания δf_s .

В случае одинаковой точности измерения коэффициентов α_n , β_n , α_s , β_s можно полагать:

$$(\xi_0)_{\alpha_n} = (\xi_0)_{\beta_n} = (\xi_0)_{\alpha_s} = (\xi_0)_{\beta_s} = (\xi_0)_a,$$

причем выражение (5) принимает следующий упрощенный вид:

$$(\xi_0)_{\delta f_s} = \frac{n \cdot (\xi_0)_a}{\sqrt{2} \cdot \delta f_s} \cdot \sqrt{\alpha_n^2 \cdot \beta_n^2 + \alpha_s^2 \cdot \beta_s^2} \quad (6)$$

Проверка точности результатов расчета

Исследуемый LC-генератор был собран на трехэлектродной лампе типа 6С5 по схеме с индуктивной обратной связью и избирательным контуром в анодной цепи. В цепь управляющей сетки были включены: разделительный конденсатор емкостью 1000 пф и активное сопротивление утечки величиной 1 Мом. Питание накала лампы производилось от аккумулятора ($U_n = 6$ в), питание анодной цепи — от батареи сухих элементов ($E_a = 100$ в).

В исходном режиме работы генератора частота автоколебаний имела величину 244 гц, добротность избирательного контура — 2,9, его характеристическое сопротивление — 12,4 ком. Индуктивности избирательного контура и обратной связи были намотаны на общем сердечнике броневом типа из трансформаторного железа и имели одинаковое число витков $\left(\frac{N \text{ обр. связь}}{N \text{ контура}} = 1\right)$.

В качестве источника синхронизирующей э. д. с. применялся типовой генератор звуковой частоты с относительно малым сопротивлением выхода, включавшийся последовательно с катушкой обратной связи в цепь управляющей сетки лампы исследуемого генератора. Кратность синхронизации n была выбрана равной 2.

Пары отклоняющих пластин электронного осциллографа были присоединены к источнику вынуждающей э. д. с. и избирательному контуру генератора. Ширина полосы захватывания измерялась путем нахождения пределов, в которых на экране осциллографа, в процессе плавного изменения частоты источника синхронизирующей э. д. с., наблюдалась фигура Лиссажу, отвечающая условию $n = 2$.

Значения коэффициентов α и β определялись типовым гетеродинным анализатором гармоник.

Характер изменений коэффициентов α и β в пределах полосы захватывания исследуемого генератора для ряда действующих значений синхронизирующей э. д. с. E_s иллюстрируется данными, приведенными в табл. 1. Независимой переменной здесь является величина

$$(f_0)_s = \frac{f_s - f_n}{f_s - f_m},$$

где f_s — частота колебаний источника синхронизирующей э. д. с.;
 f_n и f_m — нижняя и верхняя частотные границы полосы захватывания.

Существенное различие значений коэффициента β на нижней и верхней границах полосы захватывания (например, $\beta_n = 0,31$ и $\beta_s = 0,13$ при $E_s = 5 \sigma$) подтверждает высказанные ранее соображения.

По данным табл. 1 видно, что взаимные отклонения величины коэффициентов α_n и α_s при различных значениях вынуждающей э. д. с. E_s не превышают 10% . Однако дальнейшие исследования позволили установить, что эти отклонения значительно возрастают по мере увеличения расстройки частоты автоколебаний генератора относительно собственной частоты избирательного контура. В табл. 2 приведены значения коэффициентов α_n , α_s , β_n и β_s для LC-генератора, син-

Таблица 1

E_s	5 σ										
$(f_0)_s$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
α	0,74	0,72	0,69	0,62	0,50	0,34	0,13	0,19	0,35	0,51	0,77
β	0,31	0,27	0,22	0,17	0,12	0,07	0,03	0,05	0,08	0,11	0,13
E_s	10 σ										
$(f_0)_s$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
α	0,82	0,72	0,60	0,38	0,26	0,27	0,40	0,58	0,68	0,72	0,75
β	0,27	0,23	0,17	0,11	0,05	0,05	0,11	0,13	0,15	0,17	0,18
E_s	15 σ										
$(f_0)_s$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
α	0,87	0,73	0,59	0,31	0,21	0,57	0,72	0,80	0,85	0,88	0,90
β	0,26	0,22	0,16	0,08	0,04	0,10	0,13	0,15	0,16	0,17	0,17
E_s	20 σ										
$(f_0)_s$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
α	0,95	0,70	0,46	0,51	0,69	0,79	0,84	0,88	0,90	0,91	0,92
β	0,26	0,19	0,12	0,10	0,14	0,16	0,17	0,18	0,19	0,20	0,21
E_s	25 σ										
$(f_0)_s$	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
α	0,93	0,65	0,40	0,58	0,80	0,87	0,90	0,91	0,92	0,93	0,93
β	0,21	0,17	0,14	0,13	0,15	0,16	0,17	0,18	0,19	0,21	0,22

хронизированного на второй гармонике и работающего в указанном ранее режиме, однако с пониженной добротностью избирательного контура ($Q = 1,7$) в одном случае и уменьшенным количеством витков катушки обратной связи ($\frac{N \text{ обр. св-зи}}{N \text{ контура}} = 0,5$) — в другом.

При помощи формулы (3) и данных табл. 1 и 2 были вычислены значения относительной ширины полосы захватывания исследуемого генератора $(\delta f_s)_{расч}$

Таблица 2

$Q = 1,7$					$N \text{ обр. связи}/N \text{ контура} = 0,5$				
$E_s, \text{ в}$	5	10	15	20	$E_s, \text{ в}$	5	10	15	20
α_{11}	0,43	0,34	0,72	0,81	α_{21}	0,88	1,1	0,62	0,87
α_{10}	0,76	0,87	0,90	0,83	α_{20}	0,66	0,85	1,0	1,1
β_{11}	0,13	0,12	0,19	0,22	β_{21}	0,33	0,26	0,10	0,16
β_{10}	0,22	0,26	0,28	0,28	β_{20}	0,14	0,18	0,22	0,20

для ряда действующих значений синхронизирующей э. д. с. E_s и построены графики зависимостей $(\delta f_s)_{\text{расч}} = F_1(E_s)$. Полученные графики были сопоставлены с данными экспериментального определения аналогичных зависимостей $(\delta f_s)_{\text{всеп}} = F_2(E_s)$. Результаты сравнения приведены в табл. 3 при значениях $Q = 2,9$ и $N \text{ обр. связи}/N \text{ контура} = 1$.

В этой таблице через $(\xi_0)_{\delta f_s}$ обозначена относительная погрешность расчета ширины полосы захватывания:

$$(\xi_0)_{\delta f_s} = \frac{(\delta f_s)_{\text{расч}} - (\delta f_s)_{\text{всеп}}}{(\delta f_s)_{\text{всеп}}}$$

Как видно из табл. 3, величина погрешности $(\xi_0)_{\delta f_s}$ в указанном режиме работы генератора по абсолютному значению не превышает 18% .

Таблица 3

$E_s, \text{ в}$	2,5	5	7,5	10	12,5	15	17,5	20
$(\xi_0)_{\delta f_s}, \%$	-18	+9,0	-3,7	+1,4	-3,4	+1,3	+6,6	+16

Аналогично были получены значения наибольших относительных погрешностей расчета ширины полосы захватывания в случаях, когда $Q = 1,7$ и $N \text{ обр. связи}/N \text{ контура} = 0,5$. Эти погрешности оказались соответственно равными 33 и 20% .

В результате проведенной работы можно сделать следующие выводы:

1. Предложенная расчетная формула позволяет определять ширину полосы захватывания на гармонике расстроенного по частоте LC-генератора при значениях синхронизирующей э. д. с., соизмеримых с величиной воспроизводимого генератором напряжения.

2. Погрешности результатов расчета определяются точностью современных анализаторов гармоник.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сифоров В. И., "Радиотехника", том 1, № 5, 1946.
2. Тхоржевский О. А., Шембель Б. К., Ж. Т. Ф., том XVII, вып. 2, 1947.
3. Маликов М. Ф., Основы метрологии, ч. 1, 1949.

О. А. ТХОРЖЕВСКИЙ

РАСЧЕТ ПОЛОСЫ ЗАХВАТЫВАНИЯ ОСНОВНОЙ ЧАСТОТЫ ГЕНЕРАТОРА, СТАБИЛИЗИРОВАННОГО ПЬЕЗОКВАРЦЕВЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

Возможность захватывания основной частоты пьезокварцевого генератора¹ внешней электродвижущей силой принципиально не вызывает сомнений, если принять во внимание эквивалентность его двухконтурному автогенератору со слабой обратной связью. Однако это явление не подвергалось анализу теоретическим или экспериментальным путем, несмотря на то, что в настоящее время предпринимаются попытки его практического использования в технике частотных измерений.

Для проведения экспериментальных исследований синхронизации пьезокварцевого генератора требуется осуществлять частотные измерения в некотором непрерывном участке диапазона звуковых или радиочастот. Средняя точка этого участка соответствует частоте автоколебаний генератора, а относительная его величина имеет порядок $1 \cdot 10^{-4} - 1 \cdot 10^{-6}$, как будет показано ниже. При этом погрешность измерений частоты не должна превышать $1 \cdot 10^{-6} - 1 \cdot 10^{-8}$.

В последние годы в СССР и в ряде зарубежных стран успешно разрабатываются устройства для воспроизведения и измерения с высокой степенью точности частот, заключенных внутри непрерывного звукового и радиовещательного диапазонов [1 и 2]. Таким образом, имеются реальные возможности для проведения в ближайшее время экспериментальных исследований захватывания пьезокварцевых генераторов на основной частоте. Кроме того, значительно усовершенствованы методы теоретического анализа синхронизации ламповых автогенераторов различных типов. На основе некоторых общих положений теории могут быть найдены рациональные приемы расчета полосы захватывания также и пьезокварцевых осцилляторных схем. Решению этой задачи посвящена приводимая ниже работа.

Метод анализа

Для вычисления полосы захватывания на основной частоте пьезокварцевого генератора целесообразно придерживаться закономерности, полученной В. А. Котельниковым и А. М. Николаевым [3] в результате анализа синхронизации обобщенной схемы лампового автогенератора синусоидальных колебаний с обратной связью. Для стационарного режима захватывания на основной частоте расчет производится ими с помощью метода первой гармоники. При этом они получают следующую простую зависимость, являющуюся основной при выполнении расчета:

$$(\varphi_y)_{гп} = \pm \frac{(U_{ay})_g}{U_{ay}}, \quad (a)$$

¹ Для удобства автогенератор, стабилизированный по частоте пьезокварцем, назван пьезокварцевым генератором*.

где $(\varphi_y)_{zр}$ — аргумент управляющей проводимости при значениях частоты вынуждающей э. д. с., соответствующих границам полосы захватывания¹;
 $(U_{мy})_e$ — амплитуда управляющего напряжения, вызванного действием внешней э. д. с.;
 $U_{мy}$ — амплитуда управляющего напряжения в режиме свободных колебаний генератора.

Расчет полосы синхронизации конкретной схемы генератора заключается в установлении зависимости частоты вынуждающей э. д. с. (или расстройки генератора) от угла сдвига фаз управляющей проводимости.

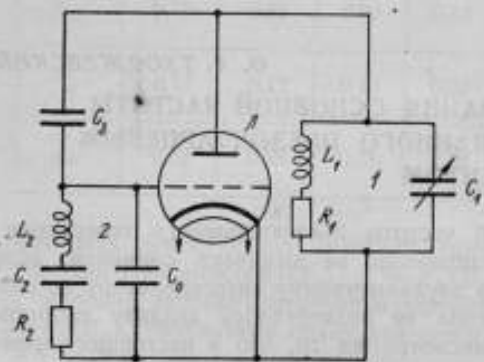


Рис. 1. Схема автогенератора с кварцем в цепи сетка — катод:

L — электронная лампа; L_1, C_1 и R_1 — индуктивность, емкость и активное сопротивление колебательного контура 1; L_2, C_2 и R_2 — индуктивность, емкость и активное сопротивление колебательного контура 2, эквивалентного пьезокварцевому элементу; C_0 — емкость кварцедержателя; C_1 — емкость управляющей сетки — анод* лампы генератора (емкость связи).

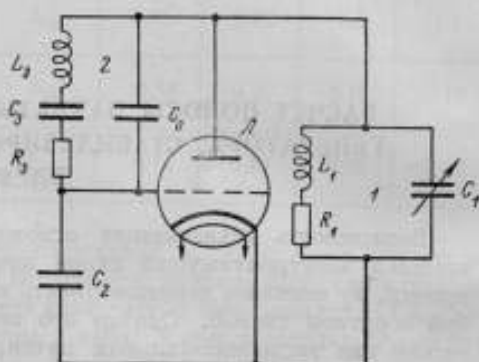


Рис. 2. Схема автогенератора с кварцем в цепи сетка — анод:

L — электронная лампа; L_1, C_1 и R_1 — индуктивность, емкость и активное сопротивление колебательного контура 1; L_2, C_2 и R_2 — индуктивность, емкость и активное сопротивление колебательного контура 2, эквивалентного пьезокварцевому элементу; C_0 — емкость кварцедержателя; C_1 — емкость управляющей сетки — катод* лампы генератора (емкость связи).

В настоящей статье количественные результаты, полученные В. А. Котельниковым и А. М. Николаевым, применены к расчету полосы захватывания двух общеизвестных осцилляторных схем (рис. 1 и 2) с пьезокварцевым стабилизатором².

Предположим, что вынуждающая э. д. с. с амплитудным значением E_{m0} приложена параллельно анодному колебательному контуру, причем внутреннее сопротивление источника этой э. д. с. активно и достаточно велико, чтобы не вызывать заметного изменения затухания контура.

При расчете полосы захватывания частоты пьезокварцевых генераторов необходимо применять следующие понятия, характеризующие свободные колебания генераторов [4, 5, 6]:

R_{1z} и R_{2z} — резонансные сопротивления контуров 1 и 2;

ρ и α — обобщенные расстройки между частотой автоколебаний генератора и собственными частотами контуров 1 и 2;

n_1 и n_2 — отношения резонансных сопротивлений контуров 1 и 2 к сопротивлению емкости связи;

ν и λ — расстройки частоты автоколебаний генератора относительно частот контуров 1 и 2, получаемые в случае, если к первоначальным контурам добавить в параллель емкость связи;

¹ При выводе ф-лы (а) предполагается, что абсолютное значение фазового угла $(\varphi_y)_{zр}$ — мало.

² Для удобства изложения схемы, приведенные на рис. 1 и 2, будем называть „схемой 1“ и „схемой 2“.

D — проницаемость лампы;

\bar{Z} — комплексное управляющее сопротивление.

Эти характеристики для схемы 1 связаны между собой соотношениями:

$$\alpha = \frac{2Q}{\omega_2 \delta_2}, \quad (б)$$

$$\rho = \frac{1}{\delta_1} (\omega_2^2 L_1 C_1 - 1), \quad (в)$$

$$n_1 = \omega_2 C_2 R_{12}, \quad (г)$$

$$n_2 = \omega_2 C_3 R_{23}, \quad (д)$$

$$\lambda = \alpha + n_2, \quad (е)$$

$$\nu = \rho + n_1, \quad (ж)$$

$$\bar{Z} = -R_{12} \frac{jn_2 + D(1 + j\lambda)}{(1 + j\lambda)(1 + j\nu) + n_1 n_2}, \quad (и)$$

где Q — разность между частотой автоколебаний ω_a и собственной частотой контура 2;

ω_2 — собственная частота контура 2 с учетом емкости C_0 ;

δ_1 и δ_2 — коэффициенты затухания контуров 1 и 2.

Аналогичные соотношения могут быть написаны для схемы 2:

$$\alpha = \frac{2Q}{\omega_3 \delta_3}, \quad (к)$$

$$\rho = \frac{1}{\delta_1} (\omega_3^2 L_1 C_1 - 1), \quad (л)$$

$$n_1 = \omega_3 C_2 R_{12}, \quad (м)$$

$$n_2 = \omega_3 C_2 R_{23}, \quad (н)$$

$$\lambda = \alpha + n_2, \quad (о)$$

$$\nu = \rho + n_1, \quad (ж)$$

$$\bar{Z} = R_{12} \frac{jn_2 - (1 + D)(1 + j\lambda)}{(1 + j\lambda)(1 + j\nu) + n_1 n_2}. \quad (и)$$

Расчет полосы захватывания на основной частоте осцилляторной схемы 1

Как было указано выше, расчет полосы синхронизации на основной частоте лампового генератора с обратной связью заключается в нахождении зависимости между фазой управляющей проводимости и частотой вынуждающей э. д. с. (или соответствующей расстройкой генератора). Таким образом, исходными положениями для выполнения расчета применительно к схеме 1 являются ф-лы (а) и (и).

Ур-ние (и) при условии малой проницаемости лампы ($D \rightarrow 0$) может быть приближенно представлено в следующем виде:

$$\bar{Z} = -R_{12} \frac{jn_2}{(1 + j\lambda)(1 + j\nu) + n_1 n_2}. \quad (1)$$

Отсюда, после несложных преобразований, находим выражение для управляющей проводимости:

$$\bar{Y} = \frac{\lambda + \nu + j(\lambda\nu - 1 - n_1 n_2)}{K_{12} n_2}. \quad (2)$$

При этом, в случае малой расстройки генератора, аргумент управляющей проводимости выражается приближенной формулой:

$$\varphi = \frac{\lambda\nu - 1 - n_1 n_2}{\lambda + \nu}. \quad (3)$$

Известно, что наибольшая стабильность частоты автоколебаний в схеме 1 достигается при значительных величинах обобщенной расстройки анодного контура. Будем полагать, что расстройка этого контура осуществляется путем уменьшения емкости C_1 по сравнению с ее резонансным значением. Известно [6], что в предельном случае, когда $\rho \rightarrow -\infty$,¹

$$\alpha \rightarrow -n_2 \quad (4)$$

и

$$\lambda \rightarrow 0. \quad (5)$$

Так как в рассматриваемой осцилляторной схеме величины n_1 и n_2 обычно имеют порядок нескольких единиц, то, учитывая выражение (5), ф-ле (3) может быть придан следующий упрощенный вид:

$$\varphi = \frac{\lambda\nu - n_1 n_2}{\nu}. \quad (6)$$

Подставляя значение λ из ур-ния (5), получаем:

$$\varphi = \frac{\alpha\nu + n_2(\nu - n_1)}{\nu}. \quad (7)$$

При $\rho \rightarrow -\infty$ справедливо приближенное равенство абсолютных значений $(\nu - n_1)$ и ν :

$$|\nu - n_1| = |\nu|. \quad (8)$$

Отсюда

$$\varphi = \alpha + n_2. \quad (9)$$

Приравнивая друг к другу правые части выражений (9) и (4), имеем возможность написать:

$$\alpha + n_2 = \pm \frac{(U_{my})_a}{U_{my}}. \quad (10)$$

Учитывая ур-ние (6), а также имея в виду отрицательный знак обобщенной расстройки α ,² получим следующее выражение для граничных частот полосы синхронизации:

$$\omega_{z\rho_{1,2}} = \omega_a \pm \frac{(U_{my})_a}{2Q_2 U_{my}}, \quad (11)$$

где Q_2 — добротность контура 2.

Смысл ф-лы (11) вполне очевиден: положение середины полосы захватывания на шкале частот соответствует частоте автоколебаний генератора. Относительная ширина полосы синхронизации, согласно выражению (11), может быть представлена в следующем виде:

$$\frac{\Delta\omega_{z\rho}}{\omega_a} = \frac{(U_{my})_a}{Q_2 U_{my}}, \quad (12)$$

где $\Delta\omega_{z\rho} = \omega_{z\rho_1} - \omega_{z\rho_2}$.

¹ Отрицательный знак обобщенной расстройки ρ указывает на индуктивный характер реакции анодного контура.

² Контур, эквивалентный пьезокварцевому элементу, оказывает индуктивную реакцию на частоте автоколебаний генератора.

Так как по условиям задачи вынуждающая э. д. с. E_{ma} прикладывается параллельно анодному контуру, а в ф-ле (12) фигурируют напряжения на управляющей сетке лампы генератора, то необходимо выполнить следующие очевидные преобразования:

$$(U_{my})_a = E_{ma} \cdot k_{oc} \quad (13)$$

и

$$U_{my} = U_{ma} \cdot k_{oc} \quad (14)$$

где U_{ma} — напряжение на анодном контуре при отсутствии внешней э. д. с.; k_{oc} — коэффициент обратной связи.

Подставляя значения величин из ф-л (13) и (14) в ф-лу (12), получим искомое выражение для полосы синхронизации схемы 1 на основной частоте:

$$\frac{\Delta\omega_{zp}}{\omega_2} = \frac{E_{ma}}{Q_2 U_{ma}} \quad (15)$$

Воспользовавшись общеизвестным соотношением $Q_2 = \frac{1}{\delta_2}$, преобразуем эту формулу к виду:

$$\frac{\Delta\omega_{zp}}{\omega_2} = \delta_2 \frac{E_{ma}}{U_{ma}} \quad (16)$$

Таким образом, относительная полоса синхронной работы схемы 1 прямо пропорциональна затуханию электрического контура, эквивалентного кварцу, и относительному значению вынуждающей э. д. с.

Решение вопроса о предельных значениях отношения $\frac{E_{ma}}{U_{ma}}$ выходит за рамки примененной в работе методики. Необходимо, однако, отметить, что в схемах LC-генераторов с обратной связью, не имеющих пьезокварцевого элемента, линейная зависимость между полосой захватывания (на основной частоте) и амплитудой вынуждающей э. д. с. обычно удовлетворяется в пределах значений $\frac{E_{ma}}{U_{ma}}$ от 0 до 0,2.

Расчет полосы захватывания на основной частоте осцилляторной схемы 2

Необходимые для целей данной работы количественные характеристики схемы 2 приведены выше [ф-лы (к) — (о)]. Дальнейшие расчеты производятся применительно к „нижней“ частоте автоколебаний [5 и 6].

При малой проницаемости лампы генератора ($D \rightarrow 0$) управляющее сопротивление может быть представлено следующим образом:

$$\bar{Z} = R_{1x} \frac{-1 + jn_2}{(n_1 n_2 - \lambda v) + jv} \quad (17)$$

После несложных преобразований выражение для управляющей проводимости приобретает вид:

$$\bar{Y} = \frac{[\lambda v + n_2 (v - n_1)] + j [n_2 (\lambda v - n_1 n_2) - v]}{R_{1x} (1 - n_2^2)} \quad (18)$$

Примем, что величина емкости анодного контура генератора значительно превышает ее резонансную величину. При этом можно считать, что обобщенная расстройка $\rho \rightarrow +\infty$.¹ Воспользовавшись выражениями (5) и (8), которые справедливы также для схемы 2, можем произвести упрощение ф-лы (18):

$$\bar{Y} = \frac{vn_2 + j [n_2 (\lambda v - n_1 n_2) - v]}{R_{1x} (1 - n_2^2)} \quad (19)$$

¹ Положительный знак обобщенной расстройки ρ показывает, что анодный контур эквивалентен нагрузке емкостного характера.

На основании ф-лы (19) аргумент управляющей проводимости может быть приближенно представлен в следующем виде:

$$\varphi = \frac{n_2(\lambda v - n_1 n_2) - v}{v n_2} \quad (20)$$

Отсюда получим:

$$\varphi = \frac{\lambda v - n_1 n_2}{v} - \frac{1}{n_2} \quad (21)$$

С помощью ур-ний (е) и (8) имеем возможность написать выражение:

$$\varphi = \alpha + n_2 - \frac{1}{n_2} \quad (22)$$

Так как α и n_2 имеют порядок нескольких единиц, то можно полагать, что приближенно

$$\varphi = \alpha + n_2 \quad (23)$$

Дальнейшие рассуждения, а также результирующая зависимость для полосы захватывания аналогичны приведенным для схемы 1.

Перспективы применения синхронизированных пьезокварцевых генераторов

Возможности практического применения синхронизированных пьезокварцевых осцилляторных схем определяются двумя их основными качествами:

а) высокой стабильностью частоты автоколебаний, благодаря чему может быть достигнута большая устойчивость границ полосы захватывания при изменениях условий работы генератора;

б) высокой избирательностью колебательного контура, эквивалентного кварцу, в результате чего может быть обеспечена малая величина дестабилизирующего влияния изменений формы кривой вынуждающей э. д. с. на положение границ полосы синхронизации.

Это дает основание предвидеть существенную роль синхронизированных пьезокварцевых генераторов в развитии радиоизмерительной техники. Уже в настоящее время нетрудно перечислить области возможного применения синхронизированного пьезокварцевого генератора для точных измерений.

1. В качестве вольтметра переменного тока, при условии предварительной градуировки его путем определения зависимости между шириной полосы захватывания и величиной вынуждающей э. д. с.

2. Для нахождения добротности электрического контура, эквивалентного кварцу, как это видно из выражения (15).

3. В качестве градуированного измерителя глубины амплитудной модуляции, осуществляя захватывание его частоты модулированным по амплитуде сигналом¹.

4. Для точного измерения емкостей.

Не менее обширны возможности использования синхронизированных пьезокварцевых осцилляторных схем для решения исследовательских задач разнообразного профиля.

Настоящая работа является первой попыткой теоретического исследования синхронизации пьезокварцевых генераторов на основной частоте.

В результате проведенной работы можно сделать следующие выводы:

1. Основная частота колебаний пьезокварцевого генератора может претерпевать захватывание внешней э. д. с.

¹ Есть основания считать, что существующая зависимость между шириной полосы захватывания LC-генератора (без кварца) и глубиной модуляции вынуждающей э. д. с. [7] имеет место применительно и к пьезокварцевым осцилляторным схемам.

2. Относительная ширина полосы захватывания для рассмотренных осцилляторных схем при указанном способе включения вынуждающей э. д. с. определяется выражением (15) или равноценным ему выражением (16).

3. Можно предполагать, что применение синхронизированных пьезокварцевых генераторов откроет большие перспективы для развития измерительной техники.

4. Экспериментальная проверка полученных расчетных выражений может быть осуществлена с помощью устройств, воспроизводящих и измеряющих частоту в требуемом участке диапазона звуковых или радиочастот с погрешностями порядка $1 \cdot 10^{-6} - 1 \cdot 10^{-8}$.

5. Рассмотренный метод анализа может принести известную пользу при расчете полосы синхронизации некоторых других типов высокостабильных генераторов, например, камертонных или стабилизированных по частоте с помощью объемных резонаторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Gossiau K., „Frequenz“, В. 6, № 9, Sept. 1952, S. 249.
2. Nickson F. B., „Journal of Scientific Instruments“, v. 29, № 12, Dec. 1952, p. 391.
3. Котельников В. А. и Николаев А. М., Основы радиотехники, часть II, 1954.
4. Евтянов С. И., „Радиотехника“, т. IV, № 1, 1949, стр. 27.
5. Евтянов С. И., „Радиотехника“, т. IV, № 5, 1949, стр. 71.
6. Евтянов С. И., „Радиопередающие устройства“, 1950.
7. Byard S., Eccles W. H., „Wireless Engineer“, v. XVIII, № 208, Jan. 1941, p. 2—5.

К. П. ШИРОКОВ и В. А. ГИНЗБУРГ

О ВЛИЯНИИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА МАНГАНИНОВЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Постановка задачи

Работами Капицы [1], Кикоина и Факидова [2], Шубникова и Гааз [3] и другими установлено, что сопротивление металлов изменяется под действием внешнего магнитного поля.

Для магнитных полей напряженностью до 20 000 э изменение сопротивления подчиняется формуле

$$\frac{\Delta R}{R} = aH^2,$$

где R — сопротивление металла;

ΔR — изменение сопротивления металла, помещенного в магнитное поле H ;

a — постоянная вещества.

Значение постоянной a для различных чистых металлов приведено в Сборнике физических констант [4]. Можно ожидать, что сопротивление проводника с током большой силы будет претерпевать некоторое изменение и под действием собственного магнитного поля.

Указанные выше работы касаются изучения влияния внешнего магнитного поля на сопротивление чистых металлов, действие же его на сопротивление манганина еще не изучено.

В настоящей работе сделан опыт оценки изменения сопротивления высокоточных шунтов из манганина, которое может быть вызвано действием магнитного поля их собственного тока.

Вследствие экспериментальных трудностей измерения влияния поля тока большой силы на сопротивление проводника, исследование производилось путем изучения действия внешнего поперечного магнитного поля на сопротивление манганиновой катушки, а затем был сделан пересчет и получена зависимость сопротивления проводника от концентрического ему поля, создаваемого током в самом проводнике.

Аппаратура

Измерения сопротивлений 100 ом и выше производились в схеме одновольтового моста, сопротивлений 1,79 и 2,01 ом — в схеме двойного моста. Был применен комбинированный мост и зеркальный гальванометр завода „Эталон“. Чувствительность моста позволяла обнаруживать изменения сопротивлений порядка 0,0001%.

Для создания внешнего поперечного магнитного поля применялся электромагнит с плоскими полюсными наконечниками кругового сечения диаметром 3 см. Предварительно была определена зависимость напряженности магнитного поля между полюсами электромагнита от тока, проходящего по его обмотке, что позволяло находить значения напряженности магнитного поля при проведении опытов.

Образцы

В качестве исследуемых образцов применялись катушки, намотанные из марганцевой проволоки. Для сравнения результатов с данными Сборника физических констант [4] были произведены опыты с катушкой из медной проволоки.

На эбонитовые каркасы проволока наматывалась бифилярно для устранения явлений индукции. Высота катушки (длина обмотки в направлении оси) равнялась 6 мм, наибольший диаметр обмотки — приблизительно 30 мм.

Для изготовления катушек была применена марганцевая проволока различного происхождения, диаметром от 0,05 до 0,8 мм. Наименьшее исследуемое сопротивление было равно 1,79 ом, наибольшее — 19 743 ом.

Некоторые параметры марганцевых катушек приведены в табл. 1.

Таблица 1

Номера катушек	2	3	4	5	6	7	8	9
Диаметр марганцевой проволоки в мм	0,1	0,1	0,16	0,26	0,05	0,08	0,8	0,8
Сопротивление, ом	2528	4356	1217	161,1	19 743	6099,8	2,01	1,79

Во избежание соприкосновения каркаса катушки с полюсными наконечниками электромагнита и связанного с этим давления на витки обмотки, которое могло вызывать изменение сопротивления, катушки устанавливались в межполюсном пространстве при помощи специально изготовленного держателя.

Результаты измерений

Измерения сопротивления одной катушки из медной и девяти катушек из марганцевой проволоки были произведены при отсутствии поля и при различных значениях напряженности магнитного поля от 8500 до 13 500 э.¹

На рис. 1 и 2 приведены кривые изменения сопротивления в зависимости от напряженности внешнего магнитного поля, построенные по средним значениям результатов нескольких измерений для каждой катушки.

Опыты с медной проволокой показали увеличение сопротивления меди, помещенной во внешнее поперечное магнитное поле, и полученные результаты достаточно близко совпали с данными, приведенными в Сборнике физических констант [4]. В противоположность этому, для марганцевых образцов опыты показали уменьшение сопротивления.

На основании полученных данных были подсчитаны значения коэффициента a для марганца (из формулы $\frac{\Delta R}{R} = aH^2$).

Как видно из табл. 2, значения коэффициента a для каждой катушки остаются постоянными в пределах точности измерения и, следовательно, формула $\frac{\Delta R}{R} = aH^2$ справедлива и для марганца. Среднее значение коэффициента a может быть принято равным $-0,11_5 \cdot 10^{-12}$ э⁻² со средним квадратичным отклонением $0,02_2 \cdot 10^{-12}$ э⁻².

¹ В настоящей статье напряженность поля выражена в единицах абсолютной электромагнитной системы СГС (в эрстедах). Для перехода к единицам абсолютной системы МКСА (к амперам на метр) при рационализированной форме уравнений следует численные значения напряженности поля умножать на $\frac{1000}{4\pi} = 79,5$, а значения коэффициента a и среднего квадратичного отклонения $\sigma(a)$ на $16\pi^2 \cdot 10^{-6} = 15,8 \cdot 10^{-5}$.

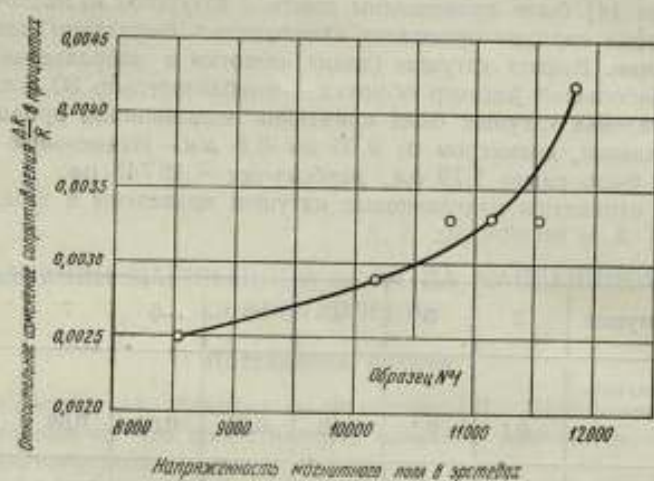


Рис. 1. Кривая изменения сопротивлений медной проволоки во внешнем магнитном поле.

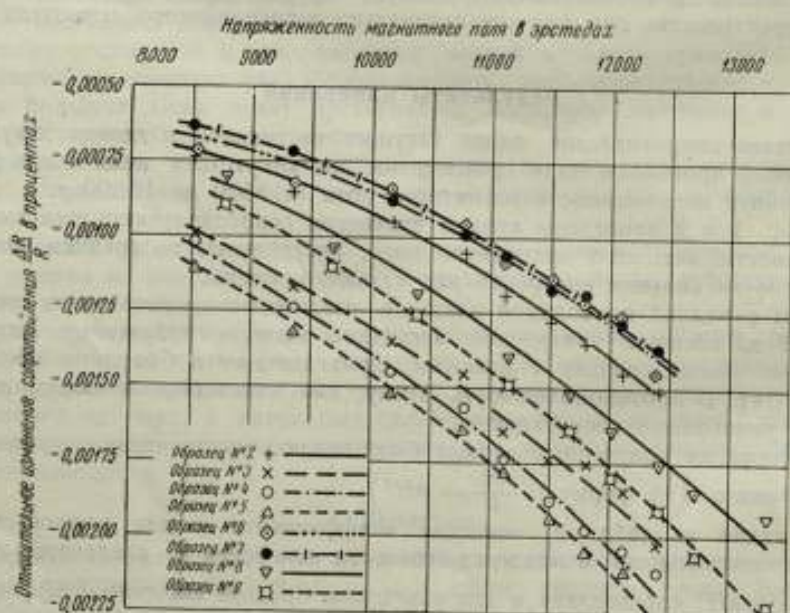


Рис. 2. Кривые изменения сопротивления марганцевой проволоки разных марок во внешнем магнитном поле.

Таблица 2

Напряженность магнитного поля, э	Номера катушек							
	2	3	4	5	6	7	8	9
	Значения $a \times 10^{12}, \text{э}^{-2}$							
8 500	-0,10 ₁	-0,13 ₇	-0,14 ₆	-0,15 ₄	-0,10 ₅	-0,08 ₇	—	—
8 900	—	—	—	—	—	—	-0,10 ₇	-0,11 ₅
9 500	-0,09 ₇	-0,13 ₄	-0,14 ₂	-0,15 ₁	-0,09 ₆	-0,08 ₂	—	—
9 800	—	—	—	—	—	—	-0,11 ₆	-0,11 ₈
10 300	-0,09 ₂	-0,13 ₁	-0,14 ₅	-0,14 ₆	-0,08 ₂	-0,08 ₄	—	—
10 500	—	—	—	—	—	—	-0,11 ₆	-0,11 ₆
10 900	-0,09 ₁	-0,12 ₄	-0,13 ₃	-0,14 ₃	-0,08 ₃	-0,08 ₅	—	—
11 200	-0,09 ₆	-0,13 ₄	-0,14 ₆	-0,14 ₅	-0,08 ₈	-0,08 ₇	-0,11 ₃	-0,12 ₆
11 700	-0,09 ₇	-0,13 ₁	-0,14 ₂	-0,14 ₇	-0,08 ₇	-0,08 ₈	—	—
11 800	—	—	—	—	—	—	-0,11 ₂	-0,12 ₁
11 950	-0,09 ₇	-0,12 ₄	-0,14 ₂	-0,14 ₇	-0,08 ₇	-0,08 ₆	—	—
12 200	—	—	—	—	—	—	-0,11 ₅	-0,12 ₅
12 300	-0,09 ₉	-0,12 ₆	-0,14 ₀	-0,14 ₅	-0,08 ₇	-0,08 ₁	—	—
12 600	-0,09 ₈	-0,13 ₁	-0,13 ₈	-0,14 ₈	-0,09 ₄	-0,08 ₉	-0,11 ₅	-0,12 ₄
12 900	—	—	—	—	—	—	-0,11 ₅	-0,12 ₇
13 500	—	—	—	—	—	—	-0,10 ₉	-0,12 ₆
Среднее значение $a \times 10^{12}, \text{э}^{-2}$	-0,09 ₆	-0,13 ₁	-0,14 ₆	-0,14 ₈	-0,08 ₉	-0,08 ₆	-0,11 ₂	-0,12 ₁
Среднее квадратичное отклонение $\sigma(a) \times 10^{12}, \text{э}^{-2}$	0,003	0,004	0,001	0,003	0,006	0,002	0,003	0,003
Общее среднее значение $\bar{a} \times 10^{12}, \text{э}^{-2}$	-0,11 ₅			Среднее квадратичное отклонение $\sigma(a) \times 10^{12}, \text{э}^{-2}$		0,02 ₉		

Оценка возможного влияния собственного поля тока, проходящего по мanganinovому проводнику, на его сопротивление

Если рассматривать действие, оказываемое на проводник не внешним магнитным полем, а полем тока, проходящего по нему самому, то, как нетрудно показать, для прямолинейного проводника кругового сечения формула $\frac{\Delta R}{R} = aH^2$ приобретает вид:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{2I^2 a}{r_n^2},$$

где r_n — наружный радиус проводника.

Для оценки влияния магнитного поля тока может быть рассмотрен утрированный случай шунта, выполненного из сплошного манганина круглого сечения. При номинальном токе 100 000 а, падении напряжения 45 мв и предельном значении мощности 150 мвт на 1 см² поверхности манганиновое сопротивление шунта имело бы длину около 1 м и диаметр тоже 1 м.

Принимая для манганина абсолютное значение α равным $0,115 \cdot 10^{-12}$, можно получить величину относительного изменения сопротивления:

$$\frac{\Delta R}{R} \cong 10^{-6} \%.$$

Для удобства расчета нами было принято, что манганиновое сопротивление имеет сплошное круговое сечение. В действительности сопротивление подразделяют на отдельные пластины или стержни, включенные параллельно. Ясно, что при несплошном сечении шунта напряженность поля будет меньше. Поэтому можно считать установленным, что во всех возможных на практике случаях влияние собственного магнитного поля остается настолько малым, что с ним можно не считаться даже при самых точных измерениях.

На основании проведенной работы можно сделать следующие выводы:

1. Сопротивление манганина, находящегося во внешнем поперечном магнитном поле, меньше, чем при отсутствии поля.
2. Сопротивление манганина изменяется пропорционально квадрату напряженности магнитного поля, что подтверждено опытами с полями напряженностью до 13 500 э.
3. При измерении сопротивления шунтов можно не считаться с изменением сопротивления под влиянием их собственного магнитного поля вследствие малости этого изменения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kapitza, P. Proc. Roy. Soc., London, A, 123, 1929, 292.
2. Кикони и Факидов, Ж. Э. Т. Ф., 3, 1933, 36.
3. Schubnikow L. u. De Haas W. J., Communications from the Phys. Lab. at Leiden, N. 210a, Leiden, 1930.
4. Сборник физических констант, под редакцией Я. Г. Дорфмана и С. Э. Фриша, ОНТИ, 1937.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
К. П. Широков. Применение квадрантного электрометра для проверки ваттметров на переменном токе повышенной частоты	5
А. Я. Безикович и Д. И. Зорин. Установка для проверки ваттметров, амперметров и вольтметров на переменном токе нормальной и повышенной частоты	20
М. С. Кандер. Образцовый измерительный трансформатор тока для диапазона частот 50—10 000 гц	36
Т. Б. Рождественская. Метод и аппаратура для проверки измерительных трансформаторов тока при повышенных частотах	50
Т. Б. Рождественская. Погрешности измерительных трансформаторов тока в звуковом диапазоне частот	62
Д. Д. Вальчихин, Н. Г. Желудева, Т. Б. Рождественская. Образцовые меры электрического сопротивления с номинальным значением 10^6 и 10^7 ом	73
О. А. Тхоржевский. Об одной задаче техники частотных измерений, решаемой путем применения RC-фильтров нижних частот	84
О. А. Тхоржевский. Расчет ширины полосы захватывания расстроенного лампового LC-генератора на гармонике основного колебания	90
О. А. Тхоржевский. Расчет полосы захватывания основной частоты генератора, стабилизированного пьезокварцевым элементом	95
К. П. Широков и В. А. Гинзбург. О влиянии магнитного поля на магнитные сопротивления	102

Технический редактор Л. В. Соколова

Корректор Е. С. Кушан

Подписано к печати 2/III 1956 г.

М-17132.

Формат бумаги 70×108/16.

Печ. листов 9,25.

Уч.-изд. листов 8,1.

Тираж 1000 экз.

Заказ 2794

1-я типография Машгиза, Ленинград, ул. Моисеево, 10.

ва
п
эп
н

пс

и
дс
п
м
н
н

н

н
д

с
с

л
с

ЗАМЕЧЕННЫЕ ОПЕЧАТКИ

Стр.	Строка	Напечатано	Должно быть	По чьей вине
51	19-я снизу	прямоугольно-квадратного	прямоугольно-координатного	Авт.
63	формула (5)	$\left. \begin{aligned} f_l &= k \frac{z_2}{\mu v} \sin(\varphi_2 + \psi)^2 \\ b_l &= k \frac{z_2}{\mu v} \cos(\varphi_2 + \psi) \end{aligned} \right\}$	$\left. \begin{aligned} f_l &= k \frac{z_2}{\mu v \omega_2} \sin(\varphi_2 + \psi)^2 \\ b_l &= k \frac{z_2}{\mu v \omega_2} \cos(\varphi_2 + \psi) \end{aligned} \right\}$.
65	10-я сверху	$A = \frac{\sqrt{(R_N + R_2)^2 + [2\pi(L_N + L_2)]^2}}{\mu v}$	$A = k \frac{\sqrt{(R_N + R_2)^2 + [2\pi(L_N + L_2)]^2}}{\mu v}$.
		$= \sqrt{\left(\frac{R_N + R_2}{\mu v}\right)^2 + \left[\frac{2\pi}{\mu}(L_N + L_2)\right]^2}$	$= k \sqrt{\left(\frac{R_N + R_2}{\mu v}\right)^2 + \left[\frac{2\pi}{\mu}(L_N + L_2)\right]^2}$.
67	1-я сверху	$A = \frac{2\pi}{\mu} (L_N + L_2)$	$A = k \frac{2\pi}{\mu} (L_N + L_2)$.

The first section of the report is a general introduction to the subject of the study. It discusses the importance of the problem and the objectives of the research. The second section is a literature review, which surveys the work of other researchers in the field. This is followed by a description of the methodology used in the study, including the design of the experiment and the procedures for data collection and analysis. The results of the study are presented in the fourth section, and the final section is a discussion of the findings and their implications for practice and theory.

REFERENCES

Author	Title	Year
Smith, J.	Research in Psychology	1985
Johnson, M.	Psychological Studies	1990
Williams, R.	Psychological Research	1995
Green, S.	Psychological Analysis	2000
White, T.	Psychological Theory	2005
Black, L.	Psychological Practice	2010
Grey, A.	Psychological Development	2015
Blue, K.	Psychological Assessment	2020
Brown, N.	Psychological Intervention	2025
Gold, P.	Psychological Research Methods	2030
Silver, Q.	Psychological Theory and Practice	2035
Black, R.	Psychological Research and Theory	2040
Green, T.	Psychological Practice and Research	2045
White, S.	Psychological Theory and Practice	2050
Black, L.	Psychological Research and Theory	2055
Grey, A.	Psychological Practice and Research	2060
Blue, K.	Psychological Theory and Practice	2065
Brown, N.	Psychological Research and Theory	2070
Gold, P.	Psychological Practice and Research	2075
Silver, Q.	Psychological Theory and Practice	2080
Black, R.	Psychological Research and Theory	2085
Green, T.	Psychological Practice and Research	2090
White, S.	Psychological Theory and Practice	2095
Black, L.	Psychological Research and Theory	2100
Grey, A.	Psychological Practice and Research	2105
Blue, K.	Psychological Theory and Practice	2110
Brown, N.	Psychological Research and Theory	2115
Gold, P.	Psychological Practice and Research	2120
Silver, Q.	Psychological Theory and Practice	2125
Black, R.	Psychological Research and Theory	2130
Green, T.	Psychological Practice and Research	2135
White, S.	Psychological Theory and Practice	2140
Black, L.	Psychological Research and Theory	2145
Grey, A.	Psychological Practice and Research	2150
Blue, K.	Psychological Theory and Practice	2155
Brown, N.	Psychological Research and Theory	2160
Gold, P.	Psychological Practice and Research	2165
Silver, Q.	Psychological Theory and Practice	2170
Black, R.	Psychological Research and Theory	2175
Green, T.	Psychological Practice and Research	2180
White, S.	Psychological Theory and Practice	2185
Black, L.	Psychological Research and Theory	2190
Grey, A.	Psychological Practice and Research	2195
Blue, K.	Psychological Theory and Practice	2200
Brown, N.	Psychological Research and Theory	2205
Gold, P.	Psychological Practice and Research	2210
Silver, Q.	Psychological Theory and Practice	2215
Black, R.	Psychological Research and Theory	2220
Green, T.	Psychological Practice and Research	2225
White, S.	Psychological Theory and Practice	2230
Black, L.	Psychological Research and Theory	2235
Grey, A.	Psychological Practice and Research	2240
Blue, K.	Psychological Theory and Practice	2245
Brown, N.	Psychological Research and Theory	2250
Gold, P.	Psychological Practice and Research	2255
Silver, Q.	Psychological Theory and Practice	2260
Black, R.	Psychological Research and Theory	2265
Green, T.	Psychological Practice and Research	2270
White, S.	Psychological Theory and Practice	2275
Black, L.	Psychological Research and Theory	2280
Grey, A.	Psychological Practice and Research	2285
Blue, K.	Psychological Theory and Practice	2290
Brown, N.	Psychological Research and Theory	2295
Gold, P.	Psychological Practice and Research	2300
Silver, Q.	Psychological Theory and Practice	2305
Black, R.	Psychological Research and Theory	2310
Green, T.	Psychological Practice and Research	2315
White, S.	Psychological Theory and Practice	2320
Black, L.	Psychological Research and Theory	2325
Grey, A.	Psychological Practice and Research	2330
Blue, K.	Psychological Theory and Practice	2335
Brown, N.	Psychological Research and Theory	2340
Gold, P.	Psychological Practice and Research	2345
Silver, Q.	Psychological Theory and Practice	2350
Black, R.	Psychological Research and Theory	2355
Green, T.	Psychological Practice and Research	2360
White, S.	Psychological Theory and Practice	2365
Black, L.	Psychological Research and Theory	2370
Grey, A.	Psychological Practice and Research	2375
Blue, K.	Psychological Theory and Practice	2380
Brown, N.	Psychological Research and Theory	2385
Gold, P.	Psychological Practice and Research	2390
Silver, Q.	Psychological Theory and Practice	2395
Black, R.	Psychological Research and Theory	2400
Green, T.	Psychological Practice and Research	2405
White, S.	Psychological Theory and Practice	2410
Black, L.	Psychological Research and Theory	2415
Grey, A.	Psychological Practice and Research	2420
Blue, K.	Psychological Theory and Practice	2425
Brown, N.	Psychological Research and Theory	2430
Gold, P.	Psychological Practice and Research	2435
Silver, Q.	Psychological Theory and Practice	2440
Black, R.	Psychological Research and Theory	2445
Green, T.	Psychological Practice and Research	2450
White, S.	Psychological Theory and Practice	2455
Black, L.	Psychological Research and Theory	2460
Grey, A.	Psychological Practice and Research	2465
Blue, K.	Psychological Theory and Practice	2470
Brown, N.	Psychological Research and Theory	2475
Gold, P.	Psychological Practice and Research	2480
Silver, Q.	Psychological Theory and Practice	2485
Black, R.	Psychological Research and Theory	2490
Green, T.	Psychological Practice and Research	2495
White, S.	Psychological Theory and Practice	2500

Author's Name: [Name]
Institution: [Institution]
Address: [Address]
City: [City], State: [State], Zip: [Zip]



