

КОМИТЕТ ПО ДЕЛАМ МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ  
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

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

---

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

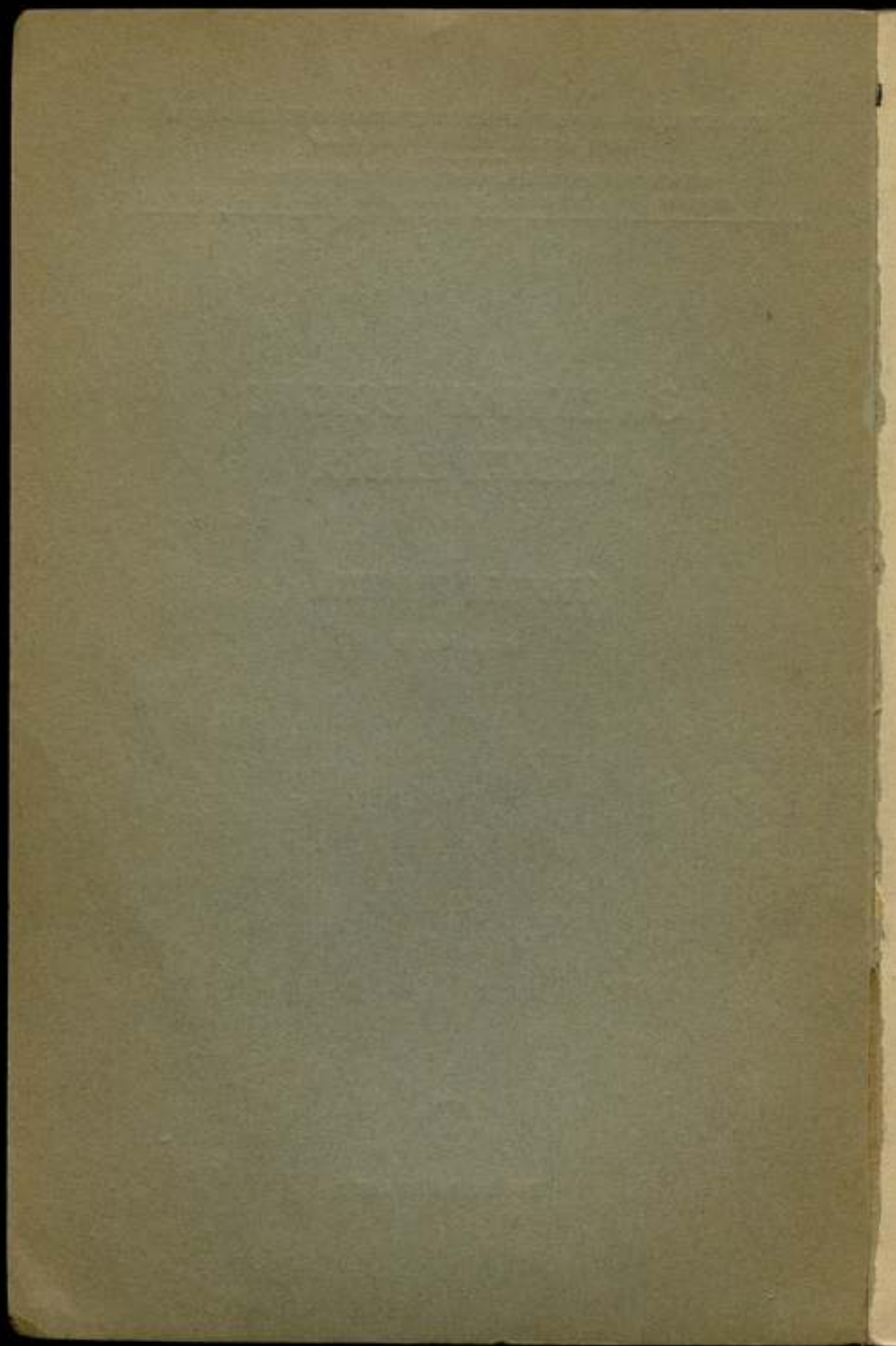
ТРУДЫ ВНИИМ

вып. 14 (74)



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

1953 г.



КОМИТЕТ ПО ДЕЛАМ МЕР И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ  
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

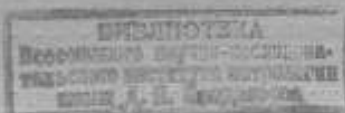
ВСЕСОЮЗНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ имени Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

ТРУДЫ ВНИИМ

ВЫП. 14 (74)

Под редакцией  
профессора Н. А. Маркина



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО  
ЛЕНИНГРАД 1953 МОСКВА

В настоящем сборнике излагаются работы электрических лабораторий ВНИИМ, касающиеся повышения точности измерения электрических величин, главным образом, при расширении пределов измерения.

#### ОГЛАВЛЕНИЕ

|                                                                                                                                                     | Стр. |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| Е. К. Михайлова, Реакторный делитель тока для измерения больших постоянных токов и малых сопротивлений . . . . .                                    | 5    |
| Д. Д. Вальчихин и Т. Б. Рождественская, Образцовая установка для измерения больших сопротивлений . . . . .                                          | 28   |
| А. Я. Безикович, Особенности применения полярно-координатного компенсатора переменного тока на повышенной частоте . . . . .                         | 54   |
| И. Н. Кротков, Расчет наибольшей чувствительности некоторых электрических измерительных схем . . . . .                                              | 62   |
| И. Н. Кротков, Классификация мостовых схем постоянного и переменного токов . . . . .                                                                | 84   |
| Е. К. Михайлова, К вопросу о расчете измерительных ферромагнитных усилителей . . . . .                                                              | 100  |
| Ю. И. Быховский, К вопросу о повышении стабильности образцовых измерительных конденсаторов с воздушным диэлектриком . . . . .                       | 118  |
| А. Я. Безикович, Погрешность выпрямительных приборов, обусловленная искаженностью формы кривой переменного тока, и способы ее определения . . . . . | 134  |



## ПРЕДИСЛОВИЕ

Растущая необходимость в расширении пределов измерений ряда физических величин, применяемых в технике и в научно-исследовательских работах, предъявляет к метрологии требование также и повышения точности таких измерений. Настоящий сборник содержит последние работы электрических лабораторий ВНИИМ, касающиеся или вопросов такого повышения точности измерения электрических величин, или с ними так или иначе связанными. В результате работы Е. К. Михайловой „Реакторный делитель тока для измерения больших постоянных токов и малых сопротивлений“ достигнута возможность измерять с погрешностью, не превышающей 0,02%, токи порядка 15 000 а и выше, что позволяет вполне надежно производить поверку как рабочих устройств для измерения больших постоянных токов на производстве, так и малых сопротивлений.

Образцовая установка для измерения больших сопротивлений — авторы Д. Д. Вальчихин и Т. Б. Рождественская — позволила значительно расширить область точных измерений электрических сопротивлений, продвинув их до сопротивлений порядка  $10^9$  ом с точностью до  $\pm 0,1\%$ , а сопротивления порядка  $10^2$  ом — с точностью до  $\pm 0,005\%$ . Такая точность совершенно достаточна для современного состояния техники изготовления больших сопротивлений.

Работа А. Я. Безикович „Особенности применения полярно-координатного компенсатора переменного тока на повышенной частоте“ касается вопроса повышения точности измерений на повышенной частоте до 500 гц. Анализ всех погрешностей при применении такого компенсатора показал, что возможно достичь точности измерения порядка 0,3% и необходимо вести разработку других методов, дающих большую точность.

Статья И. Н. Кроткова „Расчет наибольшей чувствительности некоторых электрических измерительных схем“ является дальнейшим продолжением серии работ автора по исследованию электрических измерительных схем, начатых в сборнике ВНИИМ 6(66), и касается измерительных схем постоянного тока. На основании сделанных выводов автор нашел общие формулы для наимыгоднейших величин параметров измерительных схем постоянного тока.

Вторая работа И. Н. Кроткова касается вопроса о рациональной классификации измерительных схем переменного тока и является вводной к дальнейшему этапу работы — расчету наибольшей чувствительности измерительных схем переменного тока.

Остальной материал сборника содержит работы, касающиеся вспомогательных вопросов. Так, вторая работа Е. К. Михайловой относится к вопросу расчета ферромагнитного усилителя, необходимого для реакторного делителя, статья Ю. И. Быховского „К вопросу о повышении стабильности образцовых измерительных конденсаторов“ относится к способам расчета температурных коэффициентов воздушных конденсаторов; в этой же статье отмечаются факторы, способствующие уменьшению температурных коэффициентов емкости конденсаторов. Статья А. Я. Безикович излагает результаты исследования схем для измерения коэффициента формы кривой переменного тока.

Е. К. МИХАЙЛОВА

## РЕАКТОРНЫЙ ДЕЛИТЕЛЬ ТОКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ БОЛЬШИХ ПОСТОЯННЫХ ТОКОВ И МАЛЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

### § 1. Выбор метода и принципиальная схема измерения

Создание во ВНИИМ образцовой установки для измерения больших постоянных токов, малых сопротивлений, а также постоянных токов высокого напряжения, стало необходимым вследствие возросшего применения больших токов в промышленности и найденного решения проблемы измерения таких токов в производственных условиях. Решение это представляется в виде осуществления измерительных трансформаторов постоянного тока, являющихся одним из применений подмагничиваемых постоянным током реакторов [Л. 9].

Несмотря на ряд существенных достоинств, измерительные трансформаторы постоянного тока не могут быть использованы в поверочном деле в качестве основного элемента образцовой установки, так как измерение большого постоянного тока в этом случае будет производиться методом непосредственной оценки, т. е. с ограниченной точностью. Кроме того, измерительные трансформаторы постоянного тока в образцовой установке характеризуются нелинейностью шкалы прибора, особенно в ее начале.

Задача создания образцовой установки для измерения больших постоянных токов и малых сопротивлений требует применения нулевого метода как более точного. ВНИИМ и другие исследовательские институты и поверочные учреждения системы Комитета по делам мер и измерительных приборов должны обеспечить поверку как новой разрабатываемой аппаратуры, так и поверку шунтов и малых образцовых сопротивлений при номинальных токах. Вопрос о поверке шунтов и малых образцовых сопротивлений, рассчитанных на большой постоянный ток, приобрел в настоящее время особенное значение, так как, находясь в длительной эксплуатации у потребителей больших постоянных токов, шунты и образцовые сопротивле-

ния такого типа поверяются при токах значительно меньших, чем номинальные, что делает измерения неправильными, несмотря на высокую чувствительность методов, применяемых для этой цели.

Что касается шунтов на очень большие токи, порядка десятков тысяч ампер, то вследствие огромных размеров и веса эти шунты могут поверяться только на месте эксплуатации, что до сих пор не практиковалось.

На переходный период, до замены шунтов новой, более совершенной аппаратурой, необходимо обеспечить поверку этих шунтов помощью переносной образцовой установки для измерения малых сопротивлений.

Первым этапом решения задачи создания образцовой установки для измерения больших постоянных токов, малых сопротивлений, а также установки для измерения постоянных токов высокого напряжения, явился выбор метода измерения больших постоянных токов.

Оценка известных к настоящему времени методов измерения больших постоянных токов, ни один из которых не получил пока практического распространения с точки зрения их пригодности для образцовой установки, показала, что наиболее целесообразным является применение способа компенсации магнитного поля большого тока магнитным полем вспомогательного тока.

Однако устройства, основанные на этом принципе [Л. 4, 5, 6, 7, 8], были реализованы технически несовершенно. Главным их недостатком являлось наличие подвижного элемента в зазоре ярма, охватывающего шину с большим током. Вторым существенным недостатком являлась необходимость введения поправки на коэрцитивную силу в формулу компенсации, т. е. в формулу:

$$I_1 w_1 = I_2 w_2, \quad (1)$$

где

$I_1 w_1 = F_1$  — магнитодвижущая сила, созданная большим постоянным током, протекающим по одиночной шине,

$I_2 w_2 = F_2$  — магнитодвижущая сила, созданная вспомогательным постоянным током.

Изучение теории подмагничиваемых постоянным током реакторов и их применения в качестве трансформаторов постоянного тока и ферромагнитных усилителей привело к мысли о возможности разработки высокочувствительного прибора, названного реакторным делителем тока.

Реакторный делитель тока должен представлять устройство, предназначенное для установления значений двух постоянных токов в определенном отношении друг к другу, определяемом коэффициентом делителя  $K$ . При наличии такого

делителя тока измерение больших постоянных токов сведется к измерению в  $K$  раз меньшего вспомогательного тока.

Предлагаемый нами делитель тока назван реакторным, так как основным его элементом являются реакторы нулевого ферромагнитного усилителя высокой чувствительности. Как известно, ферромагнитные усилители являются новым и чрезвычайно эффективным элементом современной автоматики.

Последние годы отмечены проникновением ферромагнитных усилителей и в область электрических измерений [Л. 3]. В настоящее время известен ряд схем ферромагнитных усилителей высокой чувствительности, предназначенных для целей точных измерений [Л. 1, 2]. Эти схемы всесторонне исследованы, хотя теория расчета таких усилителей еще не разработана. Особенный интерес среди них представляют дифференциальные схемы измерительных ферромагнитных усилителей, чувствительных к полярности тока входа.

Реакторный делитель тока должен представлять ферромагнитный усилитель именно такого типа, но усилению и измерению в нем подлежит не постоянный ток цепи входа, а результирующее постоянное магнитное поле, оставшееся в результате неполной компенсации магнитного поля большого тока магнитным полем вспомогательного тока. Для этого сердечники реакторов нулевого ферромагнитного усилителя используются нами в качестве ярма, охватывающего шину с большим током, а дополнительные обмотки, наложенные на эти сердечники, дают возможность создать магнитное поле равной напряженности, но направленное противоположно магнитному полю большого тока. При полной компенсации обоих полей, т. е. при отсутствии показаний нулевого стрелочного гальванометра, включенного в цепь выхода усилителя в качестве полезной нагрузки, коэффициент делителя  $K$  определится отношением чисел витков обмотки, несущей большой постоянный ток, и обмотки со вспомогательным постоянным током, т. е. при  $I_1 w_1 = I_2 w_2$

$$K = \frac{w_2}{w_1} \text{ и } I_1 = K I_2.$$

При неполной компенсации нулевой гальванометр покажет отклонение в ту или другую сторону, в зависимости от полярности магнитодвижущей силы результирующего поля, что даст возможность быстро отрегулировать вспомогательный ток до значения, соответствующего состоянию компенсации.

Если реакторный делитель тока осуществить с низким порогом чувствительности, порядка  $10^{-3} - 10^{-4}$  а/м, и с достаточно высоким коэффициентом усиления по мощности, то значения токов  $I_1$  и  $I_2$  в отношении  $K$  будут установлены с очень высокой степенью точности. Таким образом, в предлагаемом нами варианте компенсационного метода измерения большого по-



стоянного тока ненадежный малочувствительный индикатор с подвижным элементом заменен ферромагнитным усилителем высокой чувствительности, не имеющим движущихся частей, работающим безукоризненно, надежно и бесшумно, прочным, и простым в изготовлении.

Очень существенным обстоятельством в этом методе является то, что при использовании пермаллоевых сердечников усилителя, охватывающих шину с большим постоянным током, в качестве ярма, в котором происходит компенсация основного и вспомогательного магнитных полей, нет необходимости вводить поправки на размагничивающий фактор из-за отсутствия зазора. Кроме того, что особенно важно, не нужна

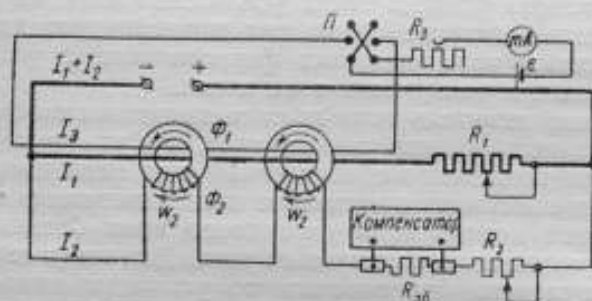


Рис. 1. Принципиальная схема измерения большого постоянного тока реакторным делителем тока

поправка на коэрцитивную силу вследствие ее малости, так как в сердечниках реактивных катушек имеет место наложение переменного поля на постоянное магнитное поле. При наложении же переменного поля на постоянное и при определенных соотношениях между величинами напряженности обоих полей, изменение магнитных свойств материалов типа пермаллоя, муметалла и т. п. при намагничении и размагничении происходит практически по одной и той же кривой.

На рис. 1 представлена принципиальная схема измерения большого постоянного тока реакторным делителем тока. Для упрощения реакторный делитель тока в этой схеме показан лишь в виде двух кольцевых сердечников нулевого усилителя вместо четырех, что имеет место в действительности, сама же схема усилителя совершенно не приведена. Ничтожное отклонение от состояния компенсации магнитного поля большого тока магнитным полем вспомогательного тока достаточно для приведения в действие усилителя, т. е. для появления тока выхода соответствующего направления.

Измерение большого тока по предлагаемой схеме сведется к регулированию вспомогательного тока  $I_2$  до значения, соответствующего состоянию компенсации, т. е. до приведения

реакторного делителя тока к состоянию равновесия и измерению этого тока.

Чем больше требования к точности измерения большого постоянного тока, тем точнее следует измерять вспомогательный ток  $I_2$ . При производственных измерениях больших постоянных токов достаточно измерить ток  $I_2$  стрелочным прибором. В образцовой установке значение  $I_2$  найдется по напряжению на образцовом сопротивлении  $R_{об}$ , определенному компенсатором. Таким образом, измерение вспомогательного тока  $I_2$  не представляет трудности.

Гораздо сложнее задача регулирования этого тока при чрезвычайно высокой чувствительности реакторного делителя к подмагничиванию.

Обычные нагрузочные сопротивления с подвижными контактами, рубильниками, штепселями или плавно регулируемые угольные сопротивления для окончательной регулировки до состояния компенсации применить нельзя из-за изменчивости переходных сопротивлений контактов и изменений значений самих сопротивлений с нагревом, имеющих порядок, достаточный для разбалансировки схемы.

Успех же реализации идеи реакторного делителя тока зависит от возможности точного установления отношения токов  $I_1$  и  $I_2$ .

Решение этой экспериментальной трудности дано нами помощью введения третьей цепи, питающейся от аккумулятора  $E$  (рис. 1) или от общего источника. Ток  $I_3$ , идущий по одиночному проводу, протекшему через кольцевые сердечники делителя, создает магнитодвижущую силу, алгебраически складывающуюся с магнитодвижущей силой большого тока. Магнитное сопротивление  $R_3$  позволяет изменять значение тока  $I_3$  в достаточно широком диапазоне, а переключатель изменять направление этого тока.

Отрегулировав значение вспомогательного тока  $I_2$  надежными контактными сопротивлениями  $R_2$  — при уменьшенной чувствительности гальванометра делителя — можно всю дальнейшую регулировку до состояния компенсации производить очень тонко помощью тока  $I_3$  — при самой высокой чувствительности гальванометра.

Формулой компенсации тогда явится:

$$I_1 w_1 \pm I_3 w_3 = I_2 w_2, \quad (2)$$

где

$w_1$  — число витков обмотки измеряемого тока,

$w_2$  — число витков обмотки компенсирующего тока,

$w_3$  — число витков дополнительной обмотки, несущей ток  $I_3$ .

Так как

$$w_1 = w_2 = 1, \quad \text{а} \quad \frac{w_3}{w_1} = K,$$

$$I_1 = I_2 K \mp I_3 \quad (3)$$

При этом нетрудно доказать, что измерение тока  $I_3$  можно производить с точностью на несколько порядков меньшей, чем точность измерения  $I_2$ . С увеличением значения  $K$  точность измерения  $I_3$  может быть еще меньшей. Кроме возможности приведения схемы к состоянию компенсации, третья цепь позволяет осуществлять проверку аппаратуры, предназначенной для измерения больших постоянных токов, с непосредственным отсчетом погрешности. На рис. 2 изображена

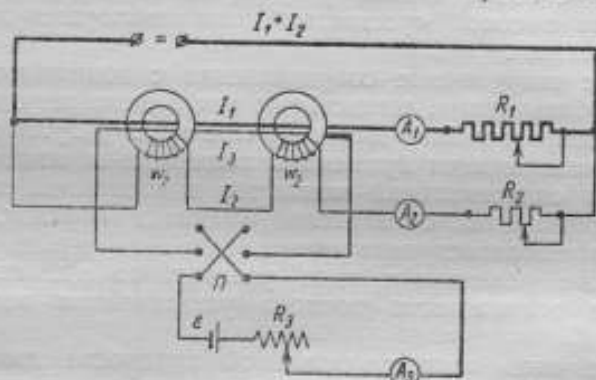


Рис. 2. Принципиальная схема проверки стрелочных приборов реакторным делителем тока

предлагаемая нами принципиальная схема проверки стрелочных приборов на относительно большие токи.

Метод проверки по этой схеме заключается в следующем: установив измеряемый и компенсационный токи на отметках шкал приборов  $A_1$  — поверяемого и  $A_2$  — образцового, различающихся по значению в  $K$  раз, добиваются состояния равновесия реакторного делителя помощью тока  $I_3$ . Величина тока  $I_3$ , соответствующая установленному состоянию компенсации магнитных полей, явится непосредственной поправкой к поверяемой отметке прибора.

Для проверки трансформаторов постоянного тока (ИТПТ) предлагается схема рис. 3, помощью которой при токе  $I_1$ , измеренном делителем тока, определяется значение выпрямленного вторичного тока трансформатора  $I_2$ . Отношение токов „первичной“ и „вторичной“ сторон измерительного трансформатора постоянного тока даст возможность подсчитать действительный коэффициент трансформации по формуле:

$$K_0 = \frac{I_1}{I_2'} \quad (3a)$$

Реакторный делитель тока позволяет не только производить поверку различных типов трансформаторов постоянного тока, но и проводить полное испытание типов такого рода устройств, выпускаемых промышленностью. Существенной является также возможность поверки трансформаторов постоянного тока при токах значительно меньших, чем номинальные.

Реакторный делитель тока может быть применен также для измерения малых образцовых сопротивлений, рассчитанных на большие токовые нагрузки и для поверки шунтов на большие постоянные токи.

Действительно, имея возможность установить отношение токов, нетрудно установить и отношения сопротивлений — измеряемого, включенного в цепь большого тока, и образцового, включенного в цепь вспомогательного тока по схеме рис. 1, если сравнить падения напряжения на этих сопротивлениях с помощью компенсатора.

Таким образом, реакторный делитель тока в сочетании с третьей цепью дает возможность производить измерение малых сопротивлений и поверку шунтов на большие токи надежно и просто, с непосредственной оценкой поправки. Помощью реакторного делителя тока решается также задача измерения постоянных токов высокого напряжения. Для этого требуется лишь применение отдельного источника вспомогательного тока  $I_2$  и соответствующая изоляция первичной цепи от измерительной.

Следует, однако, иметь в виду, что вследствие сравнительно небольших значений постоянного тока высокого напряжения реакторный делитель тока этой установки должен иметь очень высокую чувствительность для обеспечения достаточной точности измерений.

## § 2. Результаты исследования предварительных схем реакторного делителя тока

После принятия принципиального решения о методе измерения больших постоянных токов и малых сопротивлений, необходимо было выбрать наиболее подходящую для постав-

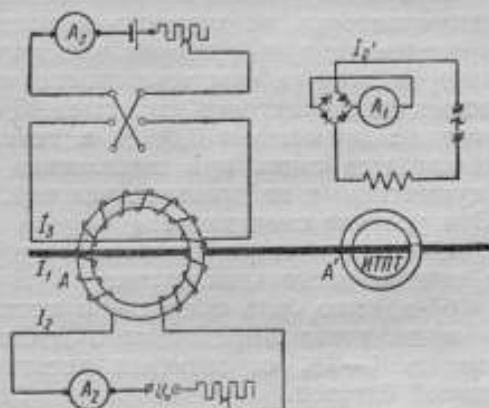


Рис. 3. Принципиальная схема поверки измерительных трансформаторов постоянного тока реакторным делителем тока

ленной цели схему ферромагнитного усилителя. Для этого требовалось прежде всего решить вопрос о точности, к которой целесообразно стремиться при измерении вспомогательного постоянного тока, получаемого от аккумуляторной батареи, так как в лаборатории электрических измерений ВНИИМ проектируется именно такой источник питания.

Действительно, точность измерения большого постоянного тока определится в первую очередь стабильностью вспомогательного тока.

При исследовании влияния нестабильности тока свинцовых аккумуляторов на точность потенциметрических измерений, проведенном в лаборатории электрических измерений ВНИИМ, автором этой работы установлено, что стабильность тока свинцовых аккумуляторов емкостью 45 *ач*, при которой изменения тока не превышают 0,001% в течение длительного времени, достигается лишь при выполнении крайне жестких и трудно осуществимых на практике условий.

Эти условия следующие:

а) аккумуляторы должны выдерживаться под нагрузкой в течение нескольких суток;

б) должно быть обеспечено постоянство температуры;

в) величина потребляемого от батареи тока не должна превышать 1–2% от значения десятичасового разрядного тока данной батареи.

Особенно важно последнее условие, так как если батарея имеет незначительную емкость, то будет наблюдаться довольно быстрое уменьшение тока и точные измерения станут невозможными. Но при выполнении всех перечисленных условий встает еще одна трудность — поддержание неизменности нагрузочных сопротивлений в цепи большого тока. Эксперимент показал, что это изменение имеет место даже при установившемся тепловом режиме из-за неустойчивости переходных сопротивлений подвижных контактов в нагрузочных сопротивлениях и неоднородности охлаждения их, если такие сопротивления выполнены в виде полых труб, охлаждаемых водой, вследствие изменения напора водяной струи.

Все эти обстоятельства заставляют сделать вывод, что точность измерения больших постоянных токов, к которой целесообразно стремиться при получении вспомогательного постоянного тока от аккумуляторной батареи, необходимо ограничить цифрой 0,01% при условии принятия соответствующих мер, обеспечивающих неизменность регулируемых сопротивлений.

Другим фактором, определяющим выбор схемы ферромагнитного усилителя для реакторного делителя тока, является чувствительность его, так как ясно, что чем точнее установлено отношение токов, тем более точно измерение большого тока.



Измерение вспомогательного тока, вследствие его незначительности, при достаточно большом значении коэффициента делителя  $K$  не должно представлять затруднений и может быть произведено с достаточной точностью. Однако выбор схемы, с точки зрения ее чувствительности, не может быть произведен без учета величины постоянного тока, подлежащего измерению. Стремление получить высокую чувствительность реакторного делителя тока становится явно нецелесообразным при измерении очень больших токов, так как добиться относительной стабильности этих токов будет очень затруднительно. Действительно, ничтожные в процентном отношении колебания большого тока по абсолютной величине будут совершенно достаточны для нарушения равновесия чувствительного делителя тока, что сделает измерения с ним очень сложными. В этом случае выходом может явиться лишь многоступенчатое деление или же применение делителя тока с очень небольшой чувствительностью. Но в последнем случае весьма серьезным препятствием к точным измерениям явится невозможность точного измерения вспомогательного постоянного тока, по абсолютной величине достаточно большого. Так, при измерении постоянного тока в  $100\ 000$  а и при значении коэффициента делителя  $K = 1000$  вспомогательный ток будет равен  $100$  а. Точное измерение такого значения вспомогательного тока связано с трудностями. Более целесообразно увеличение числа витков обмотки вспомогательного тока, т. е. коэффициента делителя  $K$ .

Таким образом, ясно, что чем выше номинальное значение тока, который подлежит измерению, тем должна быть проще и менее чувствительна схема ферромагнитного усилителя. Для измерения малых сопротивлений, предназначенных для больших токов, схема должна быть значительно чувствительнее.

Очевидно также и то, что во всех случаях желательна схема усилителя чувствительного к полярности разностного поля, оставшегося в результате неполной компенсации магнитных полей большого и вспомогательного токов. Кроме того, желательна дифференциальная схема, так как для измерений повышенной точности необходим нулевой метод. Дифференциальная схема обеспечит также незначительное влияние внешних факторов на нуль усилителя.

Для окончательного выбора схемы делителя требовалось осуществление и экспериментальное исследование ряда схем ферромагнитных усилителей. Решение этой задачи представляло известную трудность, заключающуюся в том, что теория подмагничиваемых реакторов к настоящему времени не является еще разработанной. Еще менее разработаны методы расчета таких реакторов в схемах измерительных ферромагнитных усилителей. Опубликованные работы такого рода касаются

усилителей для следящих систем, рассчитанных на большие мощности выхода [Л. 1, 2, 3]. Специфичность схем таких усилителей и узкие рамки поставленных технических условий являются характерными чертами этих работ. Естественно, что методы расчета, опубликованные в этих работах, не могли быть применены для расчета измерительных усилителей, предназначенных для ничтожных значений мощности входа порядка  $10^{-12}$  *вт* и в несколько тысяч раз больших мощностей выхода, необходимых для приведения в действие подвижной системы чувствительного стрелочного или зеркального гальванометра. Поэтому прежде всего предстояло составить правильное представление о картине физических процессов, наблюдающихся при наложении постоянного поля на переменное, выяснить условия наибольшей чувствительности подмагничиваемых реакторов, определить необходимые согласования параметров и разработать хотя бы приближенный метод расчета измерительных магнитных усилителей высокой чувствительности.

Эта задача была нами разрешена, после чего стало возможным осуществление нескольких макетов измерительных усилителей и исследование возможности их применения в качестве реакторных делителей тока.

Наиболее удачными из них явились два макета на номинальный ток 500 *а* с коэффициентом делителя  $K=100$ .

Первый макет реакторного делителя тока был выполнен не по дифференциальной схеме и представлял два кольцевых сердечника из молибденового пермаллоя, обмотки переменного тока которых были соединены параллельно, но таким образом, чтобы переменные потоки в обоих сердечниках были сдвинуты на  $180^\circ$ . Тогда, как это известно из теории ферромагнитных усилителей, цепи постоянного тока делителя освобождаются от четных гармоник, так как последние замыкаются в контуре, составленном из параллельных ветвей обмоток переменного тока.

Состояние компенсации магнитодвижущей силы большого тока магнитодвижущей силой вспомогательного тока регистрируется в этом макете по минимуму переменного тока.

Действительно, при отсутствии подмагничивания постоянным магнитным полем магнитная проницаемость сердечников, а следовательно, и реактивное сопротивление катушек будет наибольшим. Подмагничивание полем любого знака вызовет уменьшение магнитной проницаемости, тем более значительное, чем большее значение имеет это поле. При выборе рабочего значения магнитной проницаемости в области, соответствующей точке перегиба кривой намагничивания, снятой на переменном токе, эффект снижения переменного тока до минимального значения выражается очень резко. Состояние компенсации устанавливается на этом макете совершенно уверенно с точностью

0,01% от номинального значения магнитодвижущей силы 500 ампервитков. Следовательно, даже при таком примитивном выполнении чувствительность реакторного делителя тока значительно выше чувствительности известных методов измерения больших постоянных токов.

Однако в случае применения этого макета на результат измерения оказывают влияние внешние факторы, а именно: колебание переменного напряжения, внешние магнитные поля и изменение температуры.

Эксперимент показал, что систематические погрешности, вызванные влияниями перечисленных факторов, имеют порядок одной десятой доли процента. Погрешность, вызванная гистерезисом, также приобретает значимость, так как достигает значения 0,01%. Результаты поверки этого макета делителя тока показали, что погрешность измерения больших постоянных токов и малых сопротивлений устройствами, выполненными по схеме этого макета, не превышает 0,5%. Таким образом, несмотря на ряд неудобств, связанных с незнанием полярности разностного поля и наличием показания амперметра в цепи переменного тока, при отсутствии подмагничивающего поля, этот тип реакторного делителя тока может быть рекомендован для измерений больших постоянных токов и поверки шунтов, не требующих большой точности, в поверочных учреждениях.

На рис. 4 приведена схема измерения больших постоянных токов первым макетом реакторного делителя тока. Обозначения элементов схемы такие же, как и на рис. 1 и рис. 2.

Второй макет делителя тока, также на номинальный ток 500 а и с коэффициентом делителя  $K=100$ , был осуществлен по известной [Л. 1, 2] схеме нулевого усилителя, чувствительной к полярности тока входа, получившей применение в автоматических и регулирующих устройствах.

Для возможности применения ее в качестве реакторного делителя тока была повышена чувствительность реактивных катушек к подмагничиванию и затем произведены некоторые конструктивные и принципиальные изменения в самой схеме.

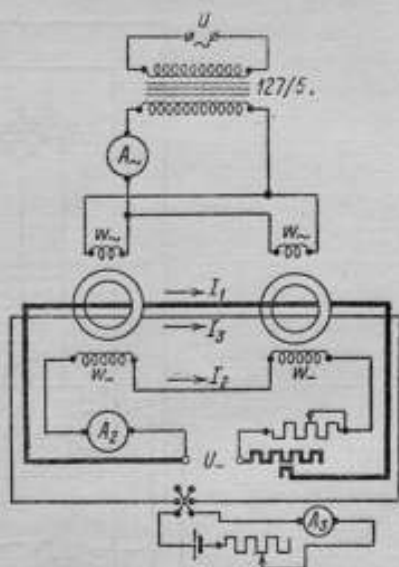


Рис. 4. Схема измерения большого постоянного тока первым макетом делителя тока

Так, Ш-образная конструкция сердечников была заменена кольцевыми сердечниками для возможности продевания шины с большим постоянным током и одиночного провода с током  $I_2$ .

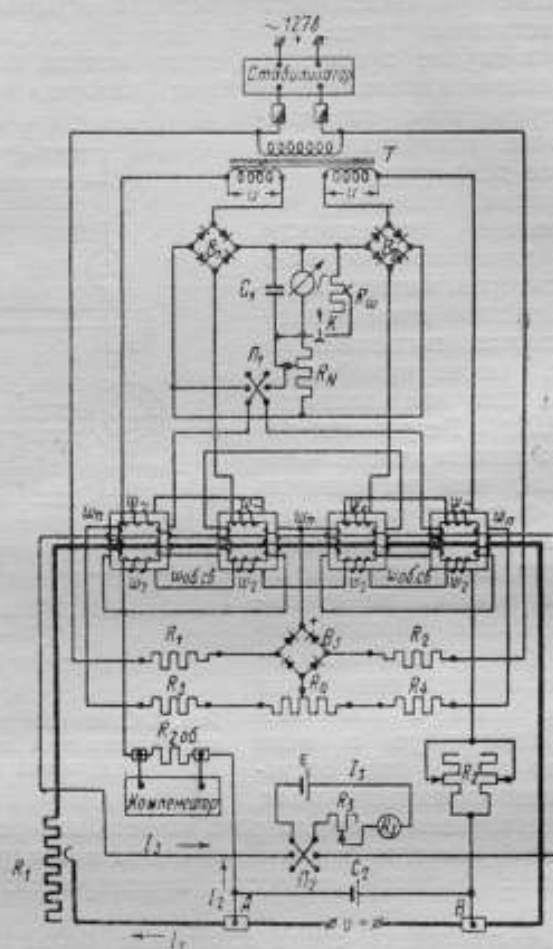


Рис. 5. Полная схема измерения больших постоянных токов реакторным делителем тока, осуществленным по дифференциальной схеме

Кроме того, необходимо было обеспечить широкую регулировку чувствительности реакторного делителя тока для того, чтобы в момент включения большого постоянного тока, при неотрегулированном вспомогательном токе, обеспечить правильность работы схемы. Как известно, примененная схема чувствительного усилителя обладает весьма крупным недостатком, заключающимся в очень малом предельном значении тока входа.

Автором установлено, что это предельное значение определяется напряженностью поля предварительного подмагничивания, тогда как для обеспечения оптимальных условий напряженности поля предварительного подмагничивания должна соответствовать точке перегиба кривой намагничивания, т. е. для пермаллоя иметь чрезвычайно малое значение.

Рассчитанный в соответствии с требуемыми условиями, по предложенному нами методу, нулевой ферромагнитный усилитель был осуществлен и испытан в качестве реакторного делителя тока. На рис. 5 представлена полная принципиальная схема измерения больших постоянных токов предложенным методом. Как видно из этой схемы, основными ее узлами должны явиться:

1) реакторный делитель тока;  
2) измерительная цепь, состоящая из цепи компенсатора, измеряющего напряжение на потенциальных зажимах образцового сопротивления  $R_{02}$ ;

3) уравнивающая цепь, несущая ток  $I_2$ .

Шина, идущая от источника большого постоянного тока, в точке *A* разветвляется на две ветви, несущие соответственно измеряемый и вспомогательный постоянные токи. Параллельные ветви соединяются вновь в точке *B*.

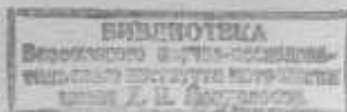
Первая ветвь в общем случае представляет одиночную шину, соединенную последовательно с нагрузочными сопротивлениями  $R_1$ .

Вторая ветвь состоит из обмоток по  $w_2$  витков на каждом сердечнике, регулируемого сопротивления  $R_2$  и образцового сопротивления  $R_{02}$ .

Вспомогательный ток  $I_2$  определяется по величине измеренного компенсатором напряжения на зажимах образцового сопротивления  $R_{02}$ . Током входа реакторного делителя является ток  $\Delta I$ , где

$$\Delta I = \frac{I_1}{K_{ном}} - I_2.$$

Четыре кольцевых сердечника реакторного делителя тока имеют каждый по четыре обмотки. Первой обмоткой является обмотка вспомогательного тока  $w_2$ . Второй обмоткой является обмотка переменного тока  $w_1$ . Обмотки переменного тока каждой половины дифференциальной схемы соединены последовательно, но встречно, т. е. в каждый полупериод в одном сердечнике постоянный и переменный потоки складываются, а в другом вычитаются. В следующий полупериод сердечники меняются ролями. Как видно из схемы, эти обмотки присоединены к половинкам вторичных обмоток входного трансформатора. В цепь обеих пар обмоток переменного тока включены твердые выпрямители  $B_1$  и  $B_2$ . Эти выпрямители со стороны выпрямлен-





ного тока соединены последовательно и в мостик между ними включен нулевой стрелочный гальванометр.

Третьими обмотками являются обмотки предварительного намагничения  $w_{\text{н}}$ , обуславливающие чувствительность схемы к полярности тока входа. Благодаря тому, что эти обмотки составляют две параллельные ветви, питаемые от сети переменного тока через выпрямитель  $B_0$ , обе половины схемы подмагничиваются постоянными полями различного направления. Выпрямитель  $B_2$  включен через добавочные сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ . Токи в параллельных ветвях определяются сопротивлениями  $R_3$  и  $R_4$  и обеспечивают оптимальную рабочую точку на характеристике усилителя. Реохорд  $R_0$  обеспечивает отсутствие тока в мостике дифференциальной схемы, при отсутствии подмагничивающего поля, подлежащего усилению, так как обеспечить полную идентичность обеих половин схемы невозможно.

Наконец, четвертыми обмотками являются обмотки обратной связи  $w_{\text{об.св}}$ . Обмотки обратной связи всех сердечников соединены последовательно между собой и включены также последовательно в мостик дифференциальной схемы. Коэффициент обратной связи регулируется переменным сопротивлением  $R_N$ , включенным параллельно обмотке обратной связи. Как известно, в схемах магнитных усилителей обычно применяется лишь положительная обратная связь. При положительной обратной связи ток обратной связи имеет то же направление, что и ток выхода, а следовательно, и ток входа усилителя, т. е. увеличивает эффект подмагничивания.

В схеме второго макета реакторного делителя тока нами предложена отрицательная обратная связь как достаточно эффективное средство для уменьшения чувствительности реакторного делителя тока при резкой разбалансировке схемы. Отрицательная обратная связь должна дать возможность не только резкого уменьшения чувствительности делителя, но и автоматического увеличения ее по мере приближения к состоянию компенсации магнитного поля большого тока магнитным полем вспомогательного тока. Действительно, при отрицательной обратной связи ток обратной связи имеет направление, противоположное подмагничивающему току, и, следовательно, уменьшает эффект подмагничивания. Этот ток, а потому и размагничивание, тем значительнее, чем больше подмагничивающее поле. При приближении к состоянию компенсации результирующее магнитное поле становится меньше, ток выхода уменьшается, а следовательно, будет меньше и ток обратной связи, составляющий определенную часть тока выхода. Конструктивно переход от положительной и отрицательной обратной связи осуществляется помощью переключателя  $P_1$ . Когда состояние компенсации основного и вспомогательного магнитных полей

более или менее достигнуто, следует перейти от отрицательной обратной связи к положительной, а регулировку чувствительности гальванометра делителя производить регулирующим шунтом  $R_s$ .

Нажатие кнопки  $K$ , разрывающей цепь шунта, обеспечит наивысшую чувствительность гальванометра.

Так как обе половины схемы выполнены симметрично, а некоторая неидентичность, определяемая, главным образом, различием в исходных магнитных состояниях сердечников, исключена помощью изменения поляризующего тока реохордом  $R_0$ , то начальные реактивные сопротивления обмоток переменного тока равны друг другу.

Это означает, что выпрямленные токи выпрямителей  $B_1$  и  $B_2$  будут равны и ток гальванометра  $I$  будет равен нулю.

При появлении подмагничивающих ампервитков результирующего поля, оставшегося от неполной компенсации магнитного поля большого тока магнитным полем вспомогательного тока, магнитное состояние обеих половин схемы будет различным.

В одной половине схемы произойдет сложение поля предварительного подмагничивания с результирующим магнитным полем, в другой же половине вычитание этих полей. Это обусловит различие в значениях магнитной проницаемости сердечников, а следовательно, и в реактивных сопротивлениях каждой половины схемы.

В первой половине схемы реактивное сопротивление увеличится, во второй же половине оно уменьшится.

Разностный ток выпрямителя пройдет через гальванометр и вызовет его отклонение тем большее, чем больше небаланс ампервитков сравниваемых токов. При этом изменение знака результирующих подмагничивающих ампервитков вызывает также изменение направления тока гальванометра. Ток выхода, проходя по обмоткам обратной связи, усиливает эффект подмагничивания при положительной обратной связи.

Назначением конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  схемы рис. 4 является ослабление влияния четных гармоник на результаты измерения.

В табл. 1 приведены параметры осуществленного реакторного делителя.

На рис. 6 показан внешний вид реакторного делителя тока со стороны панели.

Четыре сердечника заключены в общий изолирующий кожух и вынесены над панелью для удобства продевания шины с измеряемым током.

Размеры панели 440 мм × 210 мм. Высота стоек макета 110 мм.

Размещение рукояток управления, гальванометра, переключателей и зажимов питания показано также на рис. 6.

|                                                 |                                                                                                        |
|-------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Размеры сердечников . . . . .                   | $l_{cp} = 24 \text{ см}; S = 1,5 \text{ см}^2$                                                         |
| Число витков обмотки переменного тока . . . . . | $w_- = 250$ ; провод марки ПЭШО диаметром 0,51 мм                                                      |
| Число витков вспомогательного тока              | $w_2 = 100$ ; провод ПЭ диаметром 1,64 мм                                                              |
| >    >    обратной связи . . . . .              | $w_{об. св} = 150$ ; провод марки ПЭШО диаметром 0,51 мм                                               |
| >    >    поляризующей цепи . . . . .           | $w_0 = 200$ ; провод марки ПЭШО диаметром 0,51 мм                                                      |
| Сопротивления поляризующей цепи                 | $R_1 = R_2 = 4000 \text{ ом}; R_3 = 1000 \text{ ом};$<br>$R_4 = 1100 \text{ ом}; R_5 = 300 \text{ ом}$ |
| Активное сопротивление цепи выхода . . . . .    | $R_{ш} = 60 \text{ ом}; R_N = 224 \text{ ом}; R_2 = 240 \text{ ом}$                                    |
| Купроксные выпрямители . . . . .                | $B_1$ и $B_2$ — на $I_{max} = 20 \text{ ма}$ ; $B_2$ — на $I_{max} = 15 \text{ ма}$                    |
| Конденсаторы . . . . .                          | $C_1 = 30 \text{ мкф}$ , тип — масляная изоляция;<br>$C_2 = 300 \text{ мкф}$ , тип — электролитический |

Исследование осуществленного реакторного делителя тока на номинальный ток  $I_1 = 500 \text{ а}$  с  $K = 100$  показало, что делитель обладает следующими достоинствами:

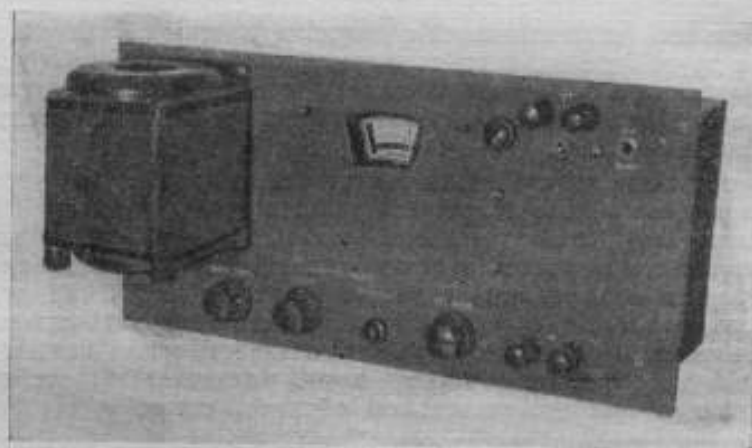


Рис. 6. Внешний вид реакторного делителя тока на 500 а

1. Характеристика делителя тока проходит через нуль и имеет наибольшую кривизну при малых отклонениях от состояния компенсации, что чрезвычайно существенно для обнаружения очень малых значений напряженности результирующего поля.

Кроме того, в начальном диапазоне характеристика усилителя прямолинейна. Это обеспечит пропорциональность между амперватками результирующего поля и показаниями гальванометра делителя тока при приближении к состоянию компенсации.

2. Делитель тока удовлетворяет поставленному техническому условию о том, что наименьшее поле, нарушающее состояние равновесия, должно составлять 0,0001% от номинального тока, равного 10 а и еще меньшую долю от больших значений номинального тока.

3. Направление тока выхода делителя зависит от направления подмагничивающего тока, что дает возможность определить полярность ампервитков результирующего поля и ускорить процесс измерения большого тока.

4. Влияние внешних факторов на устойчивость нуля усилителя, при выполнении обеих половин дифференциальной схемы возможно более идентичными, можно сделать пренебрежимо малым.

5. Время установления процесса намагничивания или так называемая „инерция“ реакторного делителя тока очень мала и не мешает процессу измерения.

Исследование этого макета имело целью проверить практически целесообразность предлагаемого метода измерения, а также определить величину инструментальной погрешности устройства и влияние внешних факторов на устойчивость нуля усилителя. Для характеристики реакторного делителя тока была введена величина  $S$ , определяемая как отношение отклонения стрелки гальванометра от ее нулевого положения к изменению напряженности подмагничивающего поля, названная чувствительностью реакторного делителя тока.

Таким образом,

$$S = \frac{\Delta \alpha}{\Delta H} \quad (4)$$

При таком определении чувствительности делителя тока последняя будет выражаться числами, прямо пропорциональными ее значению. При известных размерах сердечника делителя тока отклонение стрелки гальванометра от ее нулевого положения можно относить также непосредственно к значению подмагничивающего тока, вызвавшего это отклонение.

Порог чувствительности реакторного делителя тока был отнесен к напряженности подмагничивающего поля.

У исследуемого реакторного делителя тока на 500 а порог чувствительности оказался равным  $4 \cdot 10^{-4}$  а/м при  $\omega = 1$ .

При средней длине магнитной линии сердечника макета делителя, равной 0,24 м, магнитное поле  $4 \cdot 10^{-4}$  а/м создается током 0,1 ма, проходящим по одиночному проводу.

В интервале значений подмагничивающего тока от 0,1 до 1 ма отклонения стрелки гальванометра макета были пропорциональны подмагничивающему току.

Чувствительность макета делителя тока в этом диапазоне равна  $25 \cdot 10^2 \frac{дкл}{а/м}$ . Если отнести отклонение стрелки гальва-

нометра к величине подмагничивающего тока, вызывающего это отклонение, то чувствительность делителя тока будет равна 10 дел/ма.

Для оценки точности предлагаемого метода измерения больших постоянных токов и малых сопротивлений, были выяснены предполагаемые источники систематических погрешностей. Такими источниками могли явиться: 1) коэрцитивная сила; 2) дополнительное подмагничивание, обусловленное наличием четных гармоник в цепях схемы и особенно в цепи обратной связи;



Рис. 7. Схема проверки реакторного делителя тока

3) различия в исходных магнитных состояниях сердечников половин схемы; 4) несимметрия наложения обмотки вспомогательного постоянного тока; 5) неправильная центрировка шины; 6) несимметричное расположение сердечников в обеих половинах дифференциальной схемы и несимметричное выполнение монтажа этих половин; 7) влияние внешних постоянных и переменных магнитных полей; 8) изменение темпера-

туры; 9) изменение питающего переменного напряжения и его частоты.

Кроме того, источником систематических ошибок могли явиться: а) падение напряжения аккумуляторной батареи, дающей вспомогательный постоянный ток; б) термотоки и в) изменчивость переходных сопротивлений контактов в цепи большого тока. Последние источники ошибок, при экспериментальном исследовании влияния внешних факторов, были исключены.

Влияние перечисленных факторов на устойчивость нуля делителя тока, а следовательно, и на точность измерения было исследовано автором экспериментально. Исследование показало, что для примененного типа ферромагнитного усилителя, благодаря почти полной идентичности выполнения обеих половин схемы, влияние изменения температуры, внешних магнитных полей как переменных, так и постоянных, влияние изменения частоты и влияние искажений, вносимых четными гармониками, могут вызвать систематические ошибки, не превосходящие одной или двух десятитысячных процента от номинального тока. Из остальных источников систематических погрешностей приходится считаться лишь с коэрцитивной силой, с различиями в исходных магнитных состояниях сердечников и с колебаниями



переменного напряжения, питающего усилитель. Для номинального тока 500 а ошибка на коэффциентную силу составила 0,002%. Погрешности, вызванные различиями в магнитных состояниях всех четырех сердечников, не были оценены, но принципиально могут быть исключены при тщательном выполнении делителя тока. При измерении эти различия практически исключались симметрированием схемы. Влияние же колебания величины переменного напряжения было значительно. Для целей повышенной точности измерения возникла необходимость стабилизации напряжения.

Осуществленный макет делителя тока был подвергнут поверке, имеющей целью проверить соответствие номинального коэффциента делителя  $K$  и действительного отношения токов. Поверка производилась: а) для случая наиболее неблагоприятного, т. е. при сравнительно малых абсолютных значениях первичного тока, обеспечивающих стабильность этого тока, и б) для случаев токов, близких по значению к номинальному току реакторного делителя тока, для которых мало вероятна стабильность большого тока и неизменность нагрузочных сопротивлений. Поверка делителя тока была осуществлена по схеме рис. 7.

В этой схеме в цепь большого тока было включено образцовое сопротивление  $R_{об1}$ , а в цепь вспомогательного тока в 100 раз большее образцовое сопротивление  $R_{об2}$ , поверенные в лаборатории образцовых мер ВНИИМ. Для надежности контактов и возможно меньших переходных сопротивлений, точка разветвления большого тока осуществлялась помощью массивных медных колодок  $K_1$  и  $K_2$ . Предварительная регулировка токов  $I_1$  и  $I_2$  производилась изменением манганиновых сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

Индикатором, устанавливающим отношение токов, равное отношению образцовых сопротивлений, являлся зеркальный гальванометр с чувствительностью к напряжению 1 мм/мкв. Если токи  $I_1$  и  $I_2$  отрегулированы так, что, при равенстве потенциалов между точками  $a_1$  и  $a_2$ , между точками  $b_1$  и  $b_2$  также нет разности потенциалов, то можно утверждать, что отношение токов обратно пропорционально отношениям сопротивлений, т. е.

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_{об2}}{R_{об1}},$$

так как

$$I_1 R_{об1} = I_2 R_{об2},$$

где  $R_{об1}$  и  $R_{об2}$  — значения образцовых сопротивлений по удостоверениям.

Номинальный коэффциент делителя тока  $K_n = 100$ .

Действительный же коэффциент делителя тока

$$K_d = \frac{I_1 \pm I_2}{I_2}, \quad (6)$$

так как для приведения стрелки делителя тока к нулевому положению требуется создать дополнительные ампервитки током  $I_3$ .

Тогда

$$\Delta K = K_n - K_0 = 100 - \frac{I_1}{I_2} \mp \frac{I_3}{I_2} = 100 - \frac{R_{обз}}{R_{об1}} \mp \frac{I_3}{I_2} = \delta \mp \frac{I_3}{I_2}.$$

Экспериментально было доказано, что знак отношения  $\frac{I_3}{I_2}$  противоположен знаку

$$\delta = 100 - \frac{R_{обз}}{R_{об1}},$$

поэтому формула в окончательном виде запишется так:

$$\Delta K = \delta - \frac{I_3}{I_2}. \quad (7)$$

Инструментальная относительная погрешность делителя тока, выраженная в процентах, может быть подсчитана по формуле:

$$\Theta = \frac{\Delta K \cdot 100}{K_n} = \frac{\Delta K \cdot 100}{100} = \delta - \frac{I_3}{I_2}. \quad (8)$$

Окончательная подгонка эквипотенциальности точек  $a_1a_2$  и  $b_1b_2$  осуществлялась помощью подпиливания марганциновых полосок  $R_{M1}$  и  $R_{M2}$  при включенном гальванометре.

Установление эквипотенциальности точек  $a_1a_2$  и  $b_1b_2$  с погрешностью, не превышающей погрешность делителя тока, очень сложно, так как изменение сопротивления  $R_{M1}$  и  $R_{M2}$  вызывает перераспределение токов в ветвях разветвления, а следовательно, и новое нарушение эквипотенциальности. Эксперимент усложняется тем, что во время подгонки эквипотенциальности наблюдается непрерывное сползание светового пятна гальванометра. Изучение этого явления показало, что причиной его является по крайней мере два фактора — термотоки и изменение сопротивлений обеих ветвей, вызванные нагреванием.

Влияние этих факторов удалось исключить после установления стационарного теплового режима при четырехчасовой непрерывной работе со схемой.

Анализ эксперимента привел к заключению, что относительную погрешность определения инструментальной погрешности делителя тока  $\Theta$  следует оценить по формуле:

$$\xi_{\Theta} = \sqrt{\xi_1^2 + \xi_2^2}, \quad (9)$$

где  $\xi_1$  — наибольшая возможная погрешность (относительная) в определении величины  $\delta$  формулы (8), а  $\xi_2$  — наибольшая воз-

можная погрешность (также относительная) в определении отношения  $\frac{I_3}{I_2}$ .

Погрешность  $\xi_1$  следует оценить как погрешность косвенных измерений. Зная, что  $\delta = 100 \frac{R_{об2}}{R_{об1}}$ , можно написать выражение для  $\xi_1$ :

$$\xi_1 = \xi_R \sqrt{\left(\frac{\partial \delta}{\partial R_{об1}}\right)^2 + \left(\frac{\partial \delta}{\partial R_{об2}}\right)^2} \text{ или } \xi_1 = \xi_R \frac{\sqrt{R_1^2 + R_2^2}}{R_1^2}, \quad (10)$$

где  $\xi_R$  — относительная погрешность в определении значения образцовых сопротивлений, принятая равной  $10^{-5}$ .

После подстановки значения  $\xi_1$  погрешность определения инструментальной ошибки  $\Theta$  [формула (2)] определится формулой:

$$\xi_{\Theta} = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{R_1^2 + R_2^2}}{R_1^2} \xi_R\right)^2 + \xi_2^2}. \quad (11)$$

Величину погрешности  $\xi_2$  следует определять как погрешность в определении  $\Theta$ , вызванную случайными изменениями в условиях наблюдения, обуславливающими различные отношения  $\frac{I_3}{I_2}$  формулы (8), при повторении наблюдения с одними и теми же сопротивлениями  $R_{об1}$  и  $R_{об2}$ .

При установленном тепловом режиме было сделано восемь измерений отношения  $\frac{I_3}{I_2}$ . Ряд этих значений рассматривался нами как ряд прямых измерений неодинакового достоинства. Измерениям, при которых удалось очень быстро уравновесить делитель тока и произвести отсчет тока  $I_3$ , был приписан практический вес 2.

Обработка результатов измерения дала значение

$$\Theta = 0,0021,$$

причем наибольшая возможная погрешность, с которой определено значение  $\Theta$ ,

$$\delta_{\Theta_{\text{гм}}} \approx 3 \cdot 10^{-4}.$$

Таким образом,

$$\xi_2 = \frac{3 \cdot 10^{-4}}{0,0021} \approx 0,14.$$

Расчет  $\xi_1^2$  дал число 0,01;  $\xi_2^2 = 0,02$  и

$$\xi_{\Theta} = \sqrt{0,01 + 0,02} = 0,17.$$

Анализ результатов расчета параметров точности при определении инструментальной погрешности показал, что точность определения  $\Theta$  ограничивается погрешностью определения значений  $R_{об1}$  и  $R_{об2}$ .

Кроме того, этот анализ привел к выводу, что измерение токов  $I_2$  и  $I_3$  возможно производить стрелочными приборами класса точности 0,2. Такая точность в определении этих величин вполне достаточна как для расчета инструментальной погрешности делителя тока  $\Theta$ , так и для оценки точности определения погрешности  $\xi_e$ .

Окончательный результат поверки делителя тока для самого неблагоприятного случая, т. е. при сравнительно малых абсолютных значениях первичного тока  $I_1$ , выражается следующими цифрами.

Инструментальная погрешность делителя тока, выраженная согласно формуле (8) в процентах,

$$\Theta = 0,002\%.$$

Так как 0,17 от  $2 \cdot 10^{-5}$  составит  $0,34 \cdot 10^{-5}$ , то можно записать выражение для  $\Theta$  следующим образом:

$$\Theta = 2 \cdot 10^{-5} \pm 0,3 \cdot 10^{-5} \text{ или } \Theta = (0,002 \pm 0,0003)\%.$$

Этот результат доказал, что метод измерения больших постоянных токов реакторным делителем тока может вполне надежно обеспечить точность измерений 0,01%. При особо тщательном выполнении всей схемы в целом эта точность может быть повышена до 0,05%. Кроме того, следует считать доказанным также и то, что предложенный метод имеет значительно большую чувствительность, чем известные к настоящему времени методы измерения больших постоянных токов.

Однако примененная схема нулевого дифференциального усилителя, чувствительная в полярности тока входа, слишком сложна и не удовлетворяет поставленной цели из-за малого значения предельного тока входа. Предстояло разработать новую схему ферромагнитного усилителя, обеспечивающую достаточную чувствительность, но значительно более простую по выполнению. Особенностью такого усилителя должна была явиться значительная величина предельного значения тока входа, так как при включении большого постоянного тока в реакторном делителе вполне реальны очень значительные намагничивания сердечников, что соответствует большому току входа усилителя. Такая схема предложена, исследована и осуществлена автором для реакторного делителя тока образцовой установки на номинальный ток 15 000 а с разъемными магнитопроводами в лаборатории электрических измерений [Л. 10]. Описание схемы и результаты ее исследования не являются предметом этой статьи.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. М. А. Розенблат, Современные магнитные усилители, „Автоматика и Телемеханика“, 1947, № 6.
2. Л. А. Бессонов, Принципиальные схемы конструкций дросселей насыщения и магнитных усилителей, ВЭП, 1948, № 4.
3. Л. А. Бессонов, Электрические цепи со сталью, Госэнергоиздат, 1948.
4. А. Г. Никифоров, Измерительный трансформатор постоянного тока, ВЭП, 1939, № 10—11, стр. 17.
5. В. О. Маркс и В. Д. Алесин, Измерение больших сил постоянного тока с помощью измерительных трансформаторов, „Измерительная техника“, 1940, № 3 и 4.
6. Н. Киквин, С. Губатин, В. Обухов, Новая система электроизмерительной аппаратуры для измерения постоянных токов большой силы, ВЭП, 1942, № 7—8.
7. Р. Б. Попов, Контроль расхода электроэнергии, Металлоиздат, 1945.
8. К. Б. Карандеев, Пат. свид. № 30357 и № 30764 за 1932 г.
9. Ю. Г. Толстов, Работа измерительных трансформаторов постоянного тока при активной нагрузке, Изв. АН СССР, ОТН, 1948, № 4.
10. Е. К. Михайлова, Дроссельный делитель тока для измерения больших постоянных токов и малых сопротивлений, „Электричество“, 1961 г., № 8.



Д. Д. ВАЛЬЧИХИН и Т. Б. РОЖДЕСТВЕНСКАЯ

## ОБРАЗЦОВАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ БОЛЬШИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

### ВВЕДЕНИЕ

Первые работы ВНИИМ в области создания мер большого сопротивления были начаты в 1937—39 гг. К ним относятся работы А. П. Юргенса [Л. 1], направленные на получение образцов устойчивых сопротивлений и лишь в очень небольшой степени затрагивающие вопросы техники измерения. Объяснялось это прежде всего нестабильностью самого объекта измерения. Изготовление мер большого сопротивления из тонкой проволоки, даже в случае применения сплавов большого сопротивления, практически было ограничено пределом  $10^6$ — $10^7$  ом. Существовавшие в то же время типы непроволочных сопротивлений обладали настолько неустойчивыми характеристиками, что точное измерение их не имело смысла.

Такое положение существовало до последних лет, когда быстрое развитие промышленности средств связи, приборостроения и некоторых других областей техники потребовало освоения новых типов непроволочных сопротивлений более высокого качества, чем раньше [Л. 2], одновременно повысив требования к точности приборов для измерения больших сопротивлений. Указанное обстоятельство побудило в 1946—1951 гг. лабораторию электрических измерений ВНИИМ, совместно с одним отраслевым институтом, провести ряд работ по изучению погрешностей метода измерения и созданию образцовой установки для измерения сопротивления на постоянном токе в пределах  $10^5$ — $10^9$  ом. Кроме того, были разработаны и исследованы образцовые катушки сопротивления на  $10^6$  и  $10^7$  ом новой конструкции.

Статья представляет собой краткое изложение результатов этих работ, позволивших значительно повысить точность измерения сопротивлений в изучаемом диапазоне.

### 1. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ БОЛЬШИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Основные особенности измерения сопротивления большой величины вытекают из необходимости учета влияния проводимости среды, окружающей измеряемый образец сопротивления.

Поскольку непроводящих сред не бывает, то наличие конечной проводимости среды создает естественный порог увеличению точности измерения сопротивления. В подобном случае теряется резкая граница между проводящим телом и средой, а следовательно, теряет физический смысл и определение величины сопротивления, как константы данного тела (образца). Вопрос о методах устранения источников погрешностей от утечек через изоляцию имеет длительную историю [Л. 3, 4, 5] и продолжает обсуждаться [Л. 6].

Наиболее ранний способ, предложенный Круковским, представлял собой разновидность метода равнопотенциального экранирования и сводился к введению в схему ряда перехватывающих экранов. Веннером, применительно к мостовым схемам, сделана попытка решения задачи путем создания способа экспериментального исключения погрешности от утечки. Оба способа не дали удовлетворительных результатов, пригодных для полного исключения погрешностей. Последнее послужило основанием Веннеру принять за верхний предел величин сопротивлений, измеряемых с метрологической точностью, значение, равное всего  $10^4$  ом.

М. Ф. Маликовым предлагается условие, правда, не содержащее конкретных конструктивных указаний, но совершенно верно направляющее пути искания, а именно—устанавливается для этого случая так называемый критерий ничтожности погрешности. Сущность его сводится к требованию, чтобы погрешность от утечки через изоляцию во всякое время и в любых условиях была пренебрежимо мала по сравнению с основной погрешностью измерения. Критерий имеет в своей основе тот физический факт, что значение сопротивления изоляции постоянно и вносить поправку на него бессмысленно. Подробное изучение вопроса позволило сделать некоторые выводы, проверенные на практике во время осуществления образцовой установки.

Прежде всего была доказана несостоятельность установившегося мнения о наличии предела для измерения сопротивления с большой точностью, где-то в области  $10^4$ — $10^5$  ом.

Весьма просто показать, что относительная погрешность, вносимая в величину основного сопротивления измерительной схемы шунтированием его сопротивлением изоляции, может быть выражена формулой:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{Ry}{1 + Ry}$$

где  $R$ —величина измеряемого сопротивления;

$y$ —проводимость среды, окружающей сопротивление, рассматриваемая как проводимость некоторой цепи, шунтирующей основное сопротивление;

$\Delta R$  — погрешность измеряемого сопротивления, определяемая как разность между полным сопротивлением схемы и истинным значением основного измеряемого сопротивления.

Табл. 1 характеризует требования к изоляции схемы, выполнение которых является необходимым условием для получения заданной точности измерения.

Таблица 1

| Величина<br>измеряемого<br>сопротивления<br>в омах | Допустимая проводимость изоляции в $1/\text{ом}$ |            |            |
|----------------------------------------------------|--------------------------------------------------|------------|------------|
|                                                    | относительная погрешность                        |            |            |
|                                                    | 1%                                               | 0,01%      | 0,0001%    |
| 1                                                  | —                                                | —          | $10^{-6}$  |
| $10^3$                                             | —                                                | $10^{-7}$  | $10^{-9}$  |
| $10^6$                                             | $10^{-8}$                                        | $10^{-10}$ | $10^{-12}$ |
| $10^9$                                             | $10^{-11}$                                       | $10^{-13}$ | $10^{-15}$ |
| $10^{12}$                                          | $10^{-14}$                                       | $10^{-16}$ | $10^{-18}$ |

В современных конструкциях образцовых мер и приборов используются изолирующие материалы типа эбонита, шеллака, шелка и трансформаторного масла. В условиях хранения в открытой атмосфере сопротивление изоляции такого рода материалов составляет всего  $10^{10}$ — $10^{11}$   $\text{ом}\cdot\text{см}$ . При погрешности измерения в 0,0001% погрешность от утечки в этом случае превышает допустимую величину уже для сопротивлений в  $10^4$ — $10^5$   $\text{ом}$ .

Очевидно, что этот предел не имеет какого-либо физического обоснования, а характеризует лишь техническое несовершенство аппаратуры.

Естественным пределом проводимости среды может считаться проводимость воздуха ( $10^{-17}$ — $10^{-20}$   $\text{ом}^{-1}$ ), что дает основание принимать за граничное значение для измерений сопротивления с метрологической точностью величину порядка  $10^{12}$   $\text{ом}$ , но никак не  $10^4$   $\text{ом}$ .

Достижение этого предела очевидно требует применения новых высококачественных изоляционных материалов и отказа от ряда общепринятых конструктивных решений (например, от погружения схемы в масло).

Совершенно новым, ранее никем не учитывавшимся источником погрешностей выступают явления неустановившегося режима в окружающей среде.

К их числу относятся: поляризация диэлектриков, зарядка дополнительных емкостей, всегда существующих между частями измерительной схемы, и электролитическая поляризация.

Внешним признаком поляризации диэлектрика является повышенная проводимость его в первый момент подключения напряжения и ее резкое падение в последующее время. Длительность процесса поляризации для различных диэлектриков различна и изменяется в пределах от малых долей секунды до нескольких часов. Следствием этого явления может быть зависимость результата измерения от длительности включения измерительной установки и от момента отсчета показаний.

Сходное с поляризацией диэлектриков последствие получается в результате наличия дополнительных паразитных емкостей между токоведущими частями схемы. Во время включения эти емкости заряжаются, а при выключении или при перемене направления тока могут служить дополнительными источниками тока и создать заметные погрешности измерений. Постоянные времени таких цепей могут быть очень велики, а следовательно, устранение этих источников погрешностей при помощи увеличения длительности процесса измерения практически неосуществимо.

Кроме названных выше источников погрешности, следует отметить влияние явления химической активности, сопутствующее всегда загрязнению трущихся соединений при наличии следов влаги. При наличии химически активной среды в непосредственном контакте с частями высокоомных цепей, в последних могут появиться токи гальванического происхождения. В случае измерения больших сопротивлений эти токи могут иметь величину, соизмеримую с основным током, протекающим по сопротивлению, и вызвать значительные погрешности.

Обычные способы исключения сторонних э. д. с., основанные на изменении направления питающего тока, не дают удовлетворительных результатов. В этом случае также единственным выходом является применение критерия М. Ф. Маликова, т. е. сведение до ничтожных величин источников погрешностей выбором рациональной конструкции аппаратуры. Практически при создании образцовых сопротивлений потребовалось ввести применение керамических изоляционных материалов или материалов типа полистирола и герметизацию рабочих элементов сопротивлений, а также использовать способы, рекомендованные ранее.

Более сложным является устранение погрешностей в самой измерительной схеме.

В общем виде измерение сопротивления всегда осуществляется с помощью измерения силы тока или напряжения в каком-либо одном участке схемы с последующим определением искомой величины на основании теоретической или опытной зависимости показаний указателя тока от величины измеряемого сопротивления. Появление утечек в силу их неопределенности и непостоянства во времени приводит к такому же непостоянству расчетных формул или опытных градуировок.

Поэтому все методы экспериментального исключения погрешностей не дают полного решения вопроса, поскольку они пригодны для исключения только неизменных во время систематических погрешностей. Помимо описанных выше прямых методов устранения систематических погрешностей, основанных на улучшении качества изоляции и герметизации элементов схемы, имеется ряд более сложных методов, связанных с выбором величин элементов схемы, их расположения и экранировки. Простейшим и очевидным способом уменьшения некоторой части схемных погрешностей может служить уменьшение сопротивления всех вспомогательных цепей. Более совершенными должны считаться способы использования перехватывающих экранов и равнопотенциального экранирования. Введение экранов в схему имеет двойное значение. В простейшем случае часть линии тока перехватывается экраном и замыкается помимо экранируемого участка на низкоомные или вспомогательные цепи. При равнопотенциальном экранировании создается, кроме того, эффект кажущегося увеличения сопротивления изоляции.

Ток через изоляцию, разделяющую два экрана, равен:

$$i = \delta U y,$$

где  $\delta U$  — разность потенциалов между экранами, а  $y$  — проводимость.

Очевидно, что если основной экран имеет потенциал и относительно окружающего пространства, то присутствие тока будет приписано наличию  $y$  среды проводимости, равной:

$$y' = \frac{i}{U} = \frac{\delta U}{U} y.$$

При достаточно точном выравнивании потенциалов экранов  $\delta U$  приближается к нулю, и кажущееся уменьшение проводимости может быть весьма значительным.

Схемы с использованием перехватывающих экранов для защиты гальванометра были экспериментально исследованы, причем показано, что они значительно уступают по точности схеме моста с заземляющей веткой.

Защита схемы для измерения больших сопротивлений по последнему способу имеет много общего с экранированием мостовых схем переменного тока, откуда собственно и заимствована основная идея способа экранирования.

В заключение рассмотрения особенностей измерения больших сопротивлений необходимо остановиться еще на одном явлении, непосредственно связанном с энергетическим балансом схемы. Явление это имеет своей первопричиной невозможность беспредельного повышения питающего напряжения на схеме пропорционально увеличению измеряемого сопротивления из-за опасности нарушения электрической прочности изоляции частей схемы и появления дополнительных источников погрешности.



При ограниченном напряжении питания мощность на измеряемом сопротивлении падает с ростом его величины. Следствием этого является практическая невозможность применения в схемах измерения больших сопротивлений обычных типов зеркальных гальванометров. Метрологическая практика измерения сопротивлений и анализ погрешностей различных способов измерения показывают, что мостовые схемы с зеркальным гальванометром позволяют измерять сопротивления с величиной, не превышающей  $10^6$  ом, с наибольшей погрешностью  $\pm 0,001\%$ . Схема для измерения сопротивлений порядка  $10^9$  ом с тем же гальванометром дает погрешность в несколько процентов. Чувствительность схемы с гальванометром — величина переменная и обратно пропорциональна величине сопротивления.

Принципиально более выгодные эксплуатационные характеристики свойственны указателям электростатической системы. Последние имеют постоянную чувствительность, не зависящую от диапазона измерения. Действительно, чувствительность мостовой схемы выражается формулой:

$$\frac{\delta \alpha}{\alpha} = \left[ \frac{m}{(1+m)^2} \cdot S_a U_G \frac{1}{1 + \frac{R_1 + R_x}{r_g(1+m)}} \right] \cdot 100 \frac{\text{дел}}{1\%},$$

где

$\alpha$  — угол отклонения гальванометра;

$\frac{\delta R}{R}$  — относительное изменение сопротивления плеча моста;

$m$  — отношение плеч моста;

$U_G$  — напряжение питающей батареи;

$S_a$  — чувствительность указателя равновесия;

$r_g$  — сопротивление указателя равновесия;

$R_1 + R_x$  — сопротивление ветви моста, параллельной указателю равновесия, содержащей измеряемое сопротивление.

В случае использования указателя равновесия с большим внутренним сопротивлением выполняется условие:

$$\frac{R_1 + R_x}{r_g} \ll 1;$$

$$\frac{\delta \alpha}{\alpha} = \frac{m}{(1+m)^2} S_a U_G = \text{const.}$$

В противном случае, если

$$\frac{R_1 + R_x}{r_g} \gg 1,$$

находим:

$$\frac{\delta a}{\delta a} = \frac{m}{(1+m)} S_a \frac{U_G r_g}{R_1 + R_x} \approx \frac{\text{const}}{R_x},$$

что и подтверждает высказанное выше предположение.

Подробное исследование этого вопроса показывает, что наилучшим указателем равновесия для целей точных измерений больших сопротивлений является ламповая схема усилителя постоянного тока с магнитоэлектрическим гальванометром на выходе.

## II. ОБРАЗЦОВАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ БОЛЬШИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Из сказанного следует, что расширение диапазона точных измерений сопротивлений в сторону больших значений связано с необходимостью изыскания новых методов измерения и создания новой образцовой аппаратуры. Принципиальная схема установки и основные положения, принятые при ее конструировании, разработаны канд. техн. наук Д. Д. Вальчихиным в 1946—1947 гг. В основу измерения принят нулевой метод. Основным элементом установки является одинарный мост, приспособленный как для сравнения сопротивлений, находящихся в отношении 1:10 и 1:100, так и для сравнения номинально равновеликих сопротивлений. Последнее осуществляется методом перестановки плеч.

Для устранения погрешностей, свойственных схемам для измерения больших сопротивлений, применены специальные схемные и конструктивные меры, описанные ниже.

Ввиду того что при измерении сопротивлений порядка  $10^7$ — $10^9$  ом чувствительность зеркального гальванометра становится недостаточной, в качестве указателя равновесия применен усилитель постоянного тока с зеркальным гальванометром на выходе.

Общий вид установки показан на рис. 1.

### § 1. Схема моста

Принципиальная схема основного элемента установки—моста—приведена на рис. 2. На схеме приняты следующие обозначения:

$R_x$ —измеряемое сопротивление;

$R_0$ —сопротивление образцового магазина моста, имеющего четыре декады ( $10 \times 100\,000$  ом;  $10 \times 10\,000$  ом;  $10 \times 1000$  ом и  $10 \times 100$  ом);

$R_b$ —сопротивление одного из плеч отношения.

В зависимости от положения переключателя отношения плеч (1, 2, 10 или 100) сопротивление плеча  $R_b$  может быть сделано соответственно равным 100 000; 50 000; 10 000 и 1000 ом.

$R_n$ —сопротивление второго плеча отношения, состоящего из катушек сопротивления с номинальным значением 99 000 ом и 1000 ом и трехдекадного магазина сопротивления ( $10 \times 100$ ,  $10 \times 10$  и  $10 \times 1$  ом).

Конструкция переключателя первой декады магазина таква, что сопротивление плеча  $R_n$  может изменяться в пределах от 99 000 до 101 110 ом.

Сопротивление плеча  $R_n$  может быть представлено в виде суммы  $R_n + \Delta R_n$ , где  $R_n$ —основное сопротивление плеча, номинально равное 100 000 ом.



Рис. 1. Внешний вид моста для измерения больших сопротивлений (вид со стороны панели управления)

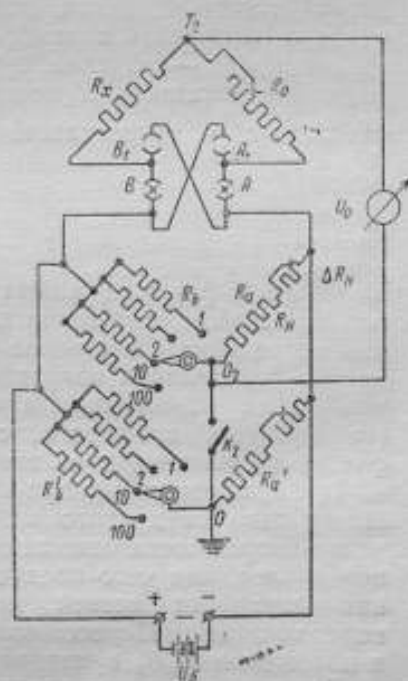


Рис. 2. Принципиальная схема моста

$R_0$ —образцовый магазин моста (сравнительное плечо);  $R_a$  и  $R_b$ —плечи отношения моста (компаратор);  $R_n'$  и  $R_b'$ —плечи заземляющей ветви;  $A, A', B, B'$ —питающие гнезда для переключения плеч  $R_x$  и  $R_0$ ;  $U_0$ —указатель равновесия моста

$\Delta R_n$ —изменение сопротивления плеча, необходимое для получения равновесия моста. При равновесии моста имеет место равенство:

$$\frac{R_x}{R_0} = \frac{R_n + \Delta R_n}{R_b} \quad (1)$$

или

$$\frac{R_x}{R_0} = \frac{R_n}{R_b} \left( \frac{R_n + \Delta R_n}{R_n} \right) \quad (2)$$

На декадах магазина в плече  $R_a$  нанесены значения

$$\frac{R_a + \Delta R_a}{R_a},$$

выраженные в процентах. Соответственно одно деление первой, второй и третьей декад равны 0,1%, 0,01% и 0,001%. Если через  $a$  обозначить показание магазина в плече  $R_a$  в процентах, через  $R_0$  — значение принятой при измерении образцовой меры или показание образцового магазина моста, а через  $m$  — отношение  $\frac{R_x}{R_0}$ , то результат измерения может быть вычислен по формуле:

$$\frac{R_x}{R_0} = m \frac{a}{100}. \quad (3)$$

По этой формуле может быть получен результат измерения при любом отношении плеч моста (1, 2, 10 или 100), причем погрешность измерения будет определяться как погрешностью определения поправок значения  $R_0$ ,  $m$  и  $a$ , так и изменением их во времени и с изменением условий измерения (температуры, влажности, сопротивления изоляции и других факторов), влияющих на эти величины.

При измерении или при сравнении сопротивлений, отличающихся одно от другого менее чем на 1%, возможно исключение погрешности отношения плеч помощью метода перестановки плеч, для чего предусмотрена возможность присоединения отдельных ветвей моста при помощи штепсельного переключателя. Перестановка штепселей из положения  $AB$  в положение  $A_1B_1$  приводит к перестановке плеч моста.

Результат измерения в этом случае при одном положении штепселей выразится формулой:

$$\frac{R_x}{R_0} = m \frac{a_1}{100}, \quad (4)$$

при другом положении формулой:

$$\frac{R_0}{R_x} = m \frac{a_2}{100}. \quad (5)$$

Совместное решение этих уравнений, при пренебрежении членами второго порядка малости, дает выражение, характеризующее результат измерения и не зависящее от величины отношения плеч моста:

$$\frac{R_x}{R_0} = 1 + \frac{a_1 - a_2}{2 \cdot 100}. \quad (6)$$

Кроме метода перестановки, сравнение мер сопротивления равной по номинальному значению величины может осуществляться также методом замещения.

Множители  $m = 10$  и  $m = 100$  служат для сравнения мер, кратных по своей величине.

Множитель  $m = 2$  имеет особое назначение и используется при определении нагрузочного коэффициента мер сопротивления.<sup>1</sup>

При использовании в качестве  $R_0$  образцового магазина моста пределы измерения на мосте составляют от  $10^3$  до  $10^8$  ом. Для измерения сопротивлений, превышающих  $10^8$  ом, последовательно с образцовым магазином должна вводиться переходная катушка сопротивления  $10 \times 10^6$  ом или применяться какая-либо иная образцовая мера большого сопротивления. Определение малых расхождений между равновеликими сопротивлениями производится методом вариации одного из плеч внутренней ветви моста (в схеме плечо  $R_0$ ). Очевидно, что шкала расстройки (шкала магазина в плече  $R_0$ ) не зависит от величины сравниваемых сопротивлений. Указанное свойство в чрезвычайной степени повышает точность измерения и упрощает эксплуатацию прибора, так как результат измерения находится непосредственно на шкале прибора без обычных в таких случаях сложных расчетов.

## § 2. Способы исключения погрешностей

Из основного уравнения равновесия одинарного моста следует, что погрешность измерения может быть приближенно представлена выражением:

$$\frac{\delta R_x}{R_x} < \sum_{i=1}^3 \frac{\delta R_i}{R_i} + \frac{(m+1)^2}{m} \left[ 1 + \frac{R_x + R_1}{r_g(1+m)} \right] \frac{\sum \delta U_g}{U_g}, \quad (7)$$

где  $\frac{\delta R_i}{R_i}$  — погрешность плеч моста, а второе слагаемое выражает погрешность, определяемую ограниченной чувствительностью указателя равновесия моста и присутствием сторонних э. д. с. в цепи индикатора.

Погрешности плеч моста связаны с неустойчивостью собственно сопротивлений и наличием утечек.

Первая из погрешностей в образцовой установке сведена до предельно малых значений. Плечи моста составлены из катушек сопротивления, выполненных согласно требованиям на образцовые катушки сопротивления первого класса. Точность таких катушек не ниже чем 0,01%. Поскольку на схему может подаваться сравнительно высокое напряжение до 500 в, специально для установки была разработана конструкция катушек

<sup>1</sup> Метод основан на использовании схемы последовательно-параллельного включения трех равновеликих сопротивлений. В этом случае напряжение только на одном каком-либо сопротивлении удваивается, тогда как на остальных частях схемы оно остается без изменения.



на 100000 *ом* повышенной мощности с масляным охлаждением. Прочие катушки использованы обычной для завода „Эталон“ конструкции.

Результаты исследования показали хорошую устойчивость во времени всех сопротивлений, входящих в схему моста. Особенно хорошие данные отмечены для множителя  $m=1$ . В этом случае в цепь входят две подобные друг другу катушки, и их погрешности в значительной мере взаимно компенсируются. Влияние непостоянства переходных сопротивлений в переключателях не имеет сколько-нибудь существенного значения, так как мост образован из сопротивлений относительно большой величины (не менее 1000 *ом*). Обычное значение переходного сопротивления в  $10^{-3}$  *ом* может дать погрешность на множителе  $m=100$  меньше, чем  $10^{-4}\%$ , и исчезающе малую величину для множителя  $m=1$ .

Температурная зависимость моста невелика. Все катушки сопротивления заключены в общий термостат, и температура в рабочем объеме термостата может контролироваться с помощью термометра сопротивления, что дает возможность вводить поправки.

Сведение к минимуму влияния утечек осуществлено при помощи специальных мер, принятых при конструировании моста, а именно:

- а) использованием высококачественной керамической и полистироловой изоляции;
- б) полной герметизацией катушек сопротивления, образующих плечи моста;
- в) применением равнопотенциального экранирования совместно с заземляющей веткой.

Сопротивление всех цепей моста, кроме образцового магазина, ограничено величиной  $10^6$  *ом*. Выбор этого значения явился компромиссом между желанием всемерно уменьшить сопротивления цепей и необходимостью ограничить выделение тепла в катушках.

Использование названных выше материалов позволило резко повысить сопротивление изоляции всех частей схемы и довести его до значения  $10^{12}$ — $10^{13}$  *ом*. В тех случаях, когда по условиям охлаждения применение масла оказалось неизбежным, была применена вакуумная сушка катушек и масла и последующая герметизация элементов сопротивления с помощью металл-керамических паяных соединений. Сушка устраняет следы влаги из слоев изоляции катушек и резко уменьшает явление поляризации.

Все части прибора размещены в воздухе, а не погружены в масло, как обычно (рис. 3). Это обстоятельство позволило во много раз повысить изоляцию схемы и устранить эффект электризации трением, свойственный сухому маслу. Коренным

способом уменьшения погрешностей от утечек является использование сплошного металлического экрана совместно с заземляющей веткой. Все части схемы собраны на металлическом основании, изготовленном из листов толстого алюминия. Большая теплопроводность каркаса способствует уравниванию температуры внутри рабочего объема моста. Экран перехватывает

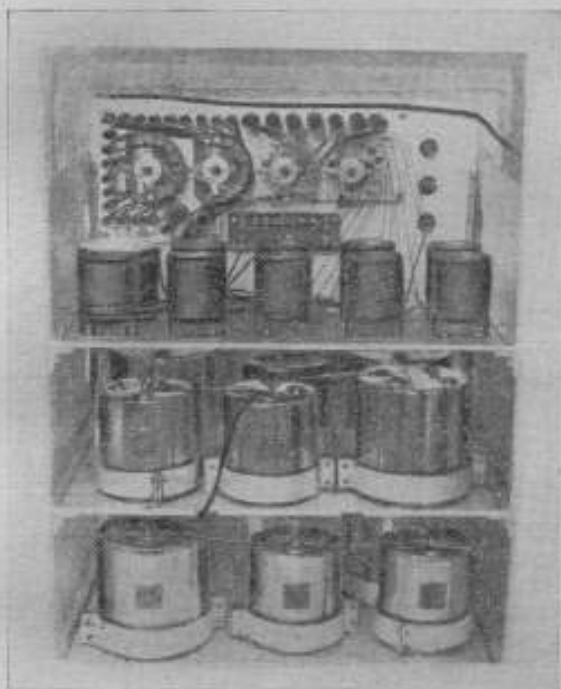


Рис. 3. Расположение внутренних частей моста

все токи утечки с любых точек схемы и исключает возможность каких-либо взаимных связей между плечами моста.

Хорошая электропроводность материала экрана служит, наконец, надежной защитой схемы от внешних электромагнитных помех. Последнее обстоятельство имеет существенное значение, так как катушки большого сопротивления обладают большой индуктивностью, а указатель равновесия весьма чувствителен к такого рода помехам.

При использовании заземляющей ветки ( $R'_a$  и  $R'_b$  на рис. 2) все утечки с вершин моста, соединенных с источником питания, шунтируют сопротивления ветки и, следовательно, на погрешность результата измерения не сказываются. Утечки с вер-

шин, соединенных с указателем равновесия, уменьшают сопротивление последнего и точно так же на результат измерения не влияют.

Очевидно, что при точном балансе всех трех ветвей моста влияние утечек на результат измерения всецело исключено.

Интересно отметить, что использованная схема приводит к измерению сопротивления в трехточечной схеме.

Сопротивления утечек, определяемые изоляцией концов сопротивления (изолирующей зажимов) на землю, в результате измерения не входят. Метод не исключает влияния утечки с сопротивления  $R_x$  (рис. 4) непосредственно через среду, окружающую сопротивление. Этой средой в данном случае является

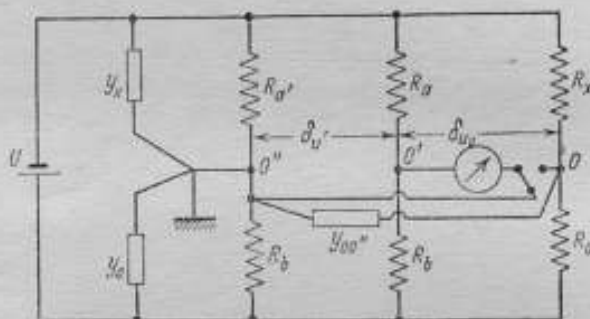


Рис. 4. Схема защиты от утечек в мосте

воздух. Следовательно, можно ожидать погрешности порядка  $\frac{\delta R_x}{R_x} = 10^{-18} \cdot R_x$ , которая для изучаемого диапазона величины  $R_x < 10^9$  ом дает исчезающе малую величину.

Изложенное дает базу для суждения о пригодности метода измерения больших сопротивлений. Недостаточная чувствительность указателя равновесия и непрерывное изменение условий баланса из-за изменения величины утечек приведут к появлению случайных ошибок в измерении. В этом случае существенную роль играет сопротивление изоляции вершины указателя равновесия. Решение уравнения моста с тремя ветвями (две основные и ветвь заземления) дает следующую зависимость между основным и вспомогательными уравнениями моста:

$$\delta U_o = \frac{\delta U_{00} + y_{00}' R_x \delta U'}{1 + y_{00}' R_x + \frac{R_x}{r_g}} \quad (8)$$

где обозначения соответствуют рис. 4 указателя равновесия, а под  $\delta U_{00}$  понимается предельное значение  $\delta U_o$  при  $y_{00}'' = 0$ .

Необходимо отметить, что ухудшение изоляции вершины, соединенной с указателем равновесия, увеличивает взаимосвязь, а значит, уменьшает точность измерения.

Возвращаясь к исходной формуле погрешностей моста (7), следует отметить трудность оценки члена, связанного с небалансом по напряжению. Его состав определяется рядом источников погрешностей. Кроме составляющих, имеющих своим происхождением неточность уравнивания ветвей моста, могут наблюдаться сторонние э. д. с. поляризационного или иного происхождения. Меры устранения влияния утечек, описанные выше, дают почти полное их исключение. Однако всегда необходима опытная проверка отсутствия такого рода помех. В работающей установке эта проверка производится путем наблюдения за поведением указателя равновесия моста после включения питающего напряжения. При наличии сторонних э. д. с. указатель равновесия дает спадающее или почти постоянное отклонение. Образцовая установка ВНИИМ, как показала исследования, практически свободна от источников сторонних э. д. с., хотя поляризационные явления довольно часто наблюдаются у самих объектов измерения.

Исключение остаточных значений этих погрешностей в установке производится изменением направления питающего тока с последующим усреднением результатов. Этот же метод используется для исключения погрешности от собственного тока указателя равновесия (лампового электрометра).

### § 3. Указатель равновесия моста

Указатель равновесия моста представляет собой обычную симметричную схему лампового усилителя постоянного тока (рис. 5) с применением зеркального гальванометра на выходе. Схема собрана на лампах типа 6К7, работающих для уменьшения сеточных токов, при малых анодных напряжениях.

Исследование моста показало, что при питании ламповой схемы от аккумуляторных батарей схема работает достаточно устойчиво, причем в худшем случае измерения сопротив-

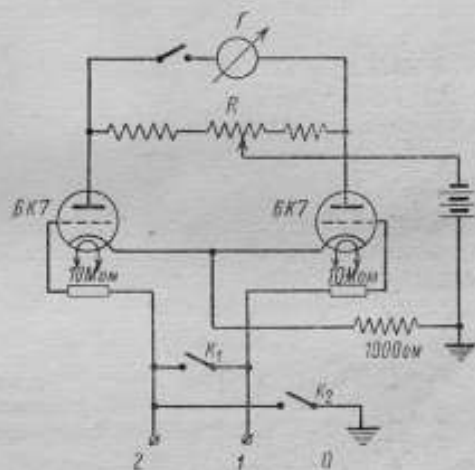


Рис. 5. Принципиальная схема указателя равновесия моста

ления порядка  $10^9$  ом, при отношении плеч  $m = 100$ , чувствительность моста определяется величиной

$$S_m = 100 \text{ мм/1\%}.$$

Указанное значение чувствительности получено при питании моста от батареи с напряжением 200 в, при чувствительности зеркального гальванометра на выходе ламповой схемы, равной  $10^8$  дел/а.

Входное сопротивление указателя равновесия достаточно велико. Сеточный ток ламп не превышает  $10^{-10}$  а.

#### § 4. Вспомогательные элементы установки

Кроме основных перечисленных выше элементов, в комплект образцовой установки входят термостат и термометры сопротивления, позволяющие производить исследования мер



Рис. 6а. Образцовая катушка сопротивления (внешний вид)



Рис. 6б. Образцовая катушка сопротивления (вид без дна). В центре расположен алюминиевый стержень, внутри которого имеется канал для ртутного термометра

большого сопротивления при температурах в диапазоне от  $+10$  до  $+50^\circ \text{C}$ . Измерение температуры в термостате осуществляется при помощи термометра сопротивления, включенного в плече специального моста с ламповой схемой указателя равновесия. Питание моста термометров производится переменным током от лампового генератора.



## § 5. Образцовые меры большого сопротивления

Для осуществления перехода от известных значений  $10^2$  ом к большим значениям сопротивлений, изготовлены переходные катушки сопротивления  $10 \times 10^2$  ом и  $10 \times 10^6$  ом специальной конструкции (рис. 6а, 6б). Каждая из катушек состоит из десяти одинаковых элементов, выполненных из марганцовой проволоки диаметром 0,05 мм для катушки  $10 \times 10^2$  ом и диаметром 0,03 мм для катушки  $10 \times 10^6$  ом.

Каждый элемент состоит из четырех секций, основой для которых служит фарфоровая трубка; все элементы соединяются последовательно, каждый из них имеет вывод. Корпуса катушек выполнены в виде цилиндрических герметизированных сосудов из латуни. Выводы от секций проходят через изоляторы, вставленные в верхнее дно основного цилиндра. На цилиндр надевается дополнительная латунная крышка с зажимами для присоединения внешних проводов, изолированными от нее полистироловыми шайбами. Соединение выводов с зажимами на крышке производится при помощи бронзовых посеребренных пружинок.

### III. МЕТОДИКА И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ УСТАНОВКИ

В предыдущем разделе были рассмотрены меры, принятые при конструировании установки для предотвращения появления систематических ошибок.

Выбор разумного устройства прибора на основании теоретического анализа возможных погрешностей метода, однако, не может считаться единственным доказательством полного исключения этих погрешностей. Точность измерений на мосте, являющемся основным элементом установки, зависит прежде всего от точности определения поправок плеч моста и постоянства их величины как при изменении условий измерения, так и во времени.

Ввиду этого при исследовании установки основное внимание было обращено на изучение поправок моста. Ничтожность погрешностей, вызванных наличием утечек в схеме, доказывалась совпадением результатов измерений одних и тех же образцов сопротивлений в схеме замещения и на установке в области, где погрешности схемы замещения достаточно хорошо изучены. Тем самым доказывалась пригодность нового прибора для измерения в граничной области величин от  $10^4$  до  $10^6$  ом.

Далее проводились наблюдения за изменением поправки отношения плеч, являющейся конструктивной постоянной моста при изменении условий опыта, а именно при различных значениях сопротивлений  $R$ , лежащих в диапазоне от  $10^5$  до  $10^9$  ом. Неизменность этих поправок свидетельствовала об отсутствии

источников систематических погрешностей в самой схеме измерения.

Той же цели служило определение случайных погрешностей измерения для различных значений измеряемых сопротивлений. Как было ранее установлено, в схеме моста с дополнительной веткой присутствие переменных утечек должно увеличивать вариацию показаний прибора. Неизменность средней величины случайных погрешностей измерения для различных значений измеряемых сопротивлений свидетельствовала об обратном. Следует отметить, что метод применим только при использовании указателя равновесия моста достаточно большого внутреннего сопротивления (например лампового электрометра). В противном случае может сказаться увеличение вариаций из-за падения чувствительности схемы по мере увеличения измеряемого сопротивления, и выводы будут ошибочны.

Кроме того, необходимо учитывать повышенную неустойчивость сопротивлений большой величины, которая тоже приводит к возрастанию случайной погрешности показаний. Невозможность разделения влияния всех этих факторов снижает убедительность последнего метода.

### § 1. Определение действительного значения отношения плеч $m = 1$

Определение поправки отношения плеч  $m = 1$  не требует специального эксперимента, а может быть осуществлено на основании результатов измерения сопротивления, полученных методом перестановки плеч.

Действительно, перемножив результаты измерения, полученные при двух различных положениях плеч моста (4) и (5), имеем:

$$1 = \frac{m_1^2 a_1 a_2}{100 \cdot 100},$$

где

$m_1$  — действительное значение отношения плеч моста,

$a_1$  и  $a_2$  — соответственно показания магазина в плече  $R_0$ .

Пренебрегая величинами второго порядка малости, легко получить действительное значение отношения плеч, равное

$$m_1 = \frac{2 \cdot 100}{a_1 + a_2}$$

и поправку отношения плеч

$$a_{m_1} = m_1 - 1 = 1 - \frac{a_1 + a_2}{2 \cdot 100}. \quad (9)$$

Несмотря на то, что при измерении методом перестановки плеч отношение плеч в результат измерения не входит [см. уравнение (6)], определение поправки отношения плеч может быть произведено при каждом измерении.

Поправка отношения плеч является конструктивной постоянной моста, и ее вычисление, не требующее специального эксперимента, позволяет осуществить контроль правильности измерения. Резкое изменение величины поправки при различных значениях измеряемых сопротивлений свидетельствует о наличии систематических ошибок или промахов, допущенных при измерениях. Значительные изменения поправки при различных измерениях свидетельствует о существенном нарушении условий опыта.

Исследования поправки отношения плеч  $m=1$ , произведенные при температуре от  $+14,5$  до  $+25^\circ\text{C}$ , в различное время года и при сравнении номинально равновеликих сопротивлений, значения которых лежат в диапазоне от  $10^5$ — $10^6$ , показали, что:

1. Изменение поправки отношения плеч за время с декабря 1949 г. по март 1951 г. не превысило значения  $5 \cdot 10^{-4}\%$ .

2. Действительное значение отношения плеч  $\frac{R_N}{R_0}$  при  $m=1$  на 20. III. 1951 г. определяется величиной:

$$m_1 = 0,999945 \pm 0,000002.$$

3. Изменение температуры в пределах  $15$ — $25^\circ\text{C}$  не вызывает изменения отношения плеч моста, превышающего  $6 \cdot 10^{-4}\%$ .

4. Точность сравнения номинально равновеликих сопротивлений не зависит от величины сравниваемых сопротивлений, а определяется величиной погрешности порядка  $\pm 0,001\%$ .

## § 2. Определение действительного значения отношения плеч $m=10$

Для определения поправки при  $m=10$  необходимо создание образцовой ветви моста, воспроизводящей отношение плеч  $m=10$ , на основании сравнения с которой может быть вычислено действительное значение отношения плеч. Другим методом определения действительного значения отношения плеч является метод, использующий переходную катушку  $10 \times 10^5$  или  $10 \times 10^6$  ом. В последнем случае измерение осуществляется следующим образом.

1. Производится сравнение каждой секции переходной катушки, включаемой вместо  $R_x$ , с соответствующим значением образцового магазина моста методом перестановки плеч при  $m=1$ .

Результат измерения определяется уравнением:

$$R_l = R_0 \left( 1 + \frac{a_{11} - a_{21}}{2 \cdot 10^5} \right) = R_{Nl} + A_{1l}. \quad (10)$$

где значок  $i$  обозначает номер секции переходной катушки;  
 $a_{1i}$  и  $a_{2i}$  — соответствующие показания магазина в плече  $R_a$   
 при различных положениях плеч;  
 $R_{Ni}$  — номинальное значение секции  $i$  и  
 $A_i$  — поправка секции  $i$ .

2. Производится сравнение полного сопротивления переходной катушки (суммы сопротивлений всех секций) с тем же значением, выставленным на образцовом магазине моста при отношении плеч  $m = 10$ .

Результат измерения определяется выражением:

$$R_{xi} = m_{10} \frac{a_{11}}{100} R_0 = \sum_{i=1}^{10} R_{Ni} + \sum_{i=1}^{10} A_i, \quad (11)$$

где

$m_{10}$  — искомое действительное значение отношения плеч  $\frac{R_x}{R_b}$ ,  
 $a_{11}$  — показание магазина в плече  $R_a$  при измерении при  $m = 10$ ;

$R_0$  — показание образцового магазина моста.

Из выражения (11) определяем:

$$m_{10} = \frac{\sum_{i=1}^{10} R_{Ni} + \sum_{i=1}^{10} A_i}{a_{11} R_0} \cdot 100, \quad (12)$$

но

$$\sum_{i=1}^{10} R_{Ni} + \sum_{i=1}^{10} A_i = \sum_{i=1}^{10} R_0 \left( 1 + \frac{a_{1i} + a_{2i}}{2 \cdot 100} \right).$$

Подставляя в (12), получим:

$$m_{10} = \frac{10 + \frac{1}{2 \cdot 100} \sum_{i=1}^{10} (a_{1i} + a_{2i})}{a_{11}} \cdot 100.$$

При описанном выше способе измерения отношения плеч моста в результат не входят ни поправки образцового магазина моста, ни поправки секций переходных катушек. Если весь цикл измерения произведен при неизменных внешних условиях, то значение отношения плеч моста может быть установлено с большой точностью.

Определение отношения  $m = 10$  производилось как описанным выше способом, так и при помощи создания образцовой ветви моста из образцовых катушек сопротивления с номинальными значениями 100 000 и 10 000 ом.

В результате было установлено значение отношения плеч:

$$m_{10} = 9,9932 \pm 0,002\%.$$

### § 3. Определение действительного значения отношения плеч $m=100$

Действительное значение отношения плеч  $m=100$  может определяться аналогичными способами:

1. Созданием образцового отношения плеч при помощи образцовых катушек 100 000 и 1000 *ом*.

2. Методом, использующим переходные катушки сопротивления.

Указанными способами было установлено действительное значение отношения плеч  $m=100$ , равное

$$m_{100} = 99,93 \pm 0,02\%$$

### § 4. Аттестация переходных катушек сопротивления $10 \times 10^5$ и $10 \times 10^6$ *ом* и образцового магазина моста

Измерение сопротивлений переходных катушек и образцового магазина моста было осуществлено как на мосте-компараторе методом перестановки плеч, так и на специально созданной в лаборатории мостовой схеме, использующей метод замещения.

Вопросы точности метода замещения в схеме одноварного моста детально рассмотрены в работе А. А. Павловой [Л. 7] для случая измерения сопротивлений, не превышающих по своему значению величины 100 000 *ом*.

Исследование схемы, осуществленной в лаборатории и действующей на принципе замещения (см. рис. 7), показало, что без применения специальных защитных средств точное измерение сопротивлений величиной в 100 000 *ом* и выше на схеме невозможно. При работе со схемой наблюдается длительное отклонение гальванометра при включении только одного полюса батареи или только одного зажима гальванометра, что свидетельствует о наличии токов утечки через изоляцию схемы.

При наличии токов утечки имеется возможность добиться равновесия моста, однако результаты при этом оказываются неправильными, так как равновесие достигается тем, что ток утечки, проходящий через гальванометр, компенсируется равным и противоположным по направлению током, возникающим в результате неправильного уравнивания схемы.

Учет тока утечки путем отдельного определения вызываемого им отклонения гальванометра не дает хороших результатов, так как сопротивление изоляции схемы, а следовательно, и ток утечки являются величиной переменной и зависящей от окружающих условий. Естественным способом уменьшения влияния утечки является улучшение изоляции всех элементов схемы. Однако при этом требования, предъявляемые к изоляции схемы, оказываются достаточно высокими. Действительно, для того чтобы ложное отклонение гальванометра вследствие



тока утечки не превышало одного миллиметра (что не является жестким требованием), при чувствительности гальванометра в  $2 \cdot 10^9$  мм/а и напряжении питания моста, равного 200 в, сопротивление изоляции  $R_a$ , показанное пунктиром на схеме (рис. 7), должно быть не меньше, чем

$$200 : 0,5 \cdot 10^{-9} = 4 \cdot 10^{11} \text{ ом.}$$

Если учесть, что сопротивление  $R_a$  может быть образовано несколькими параллельно соединенными диэлектриками (опор-

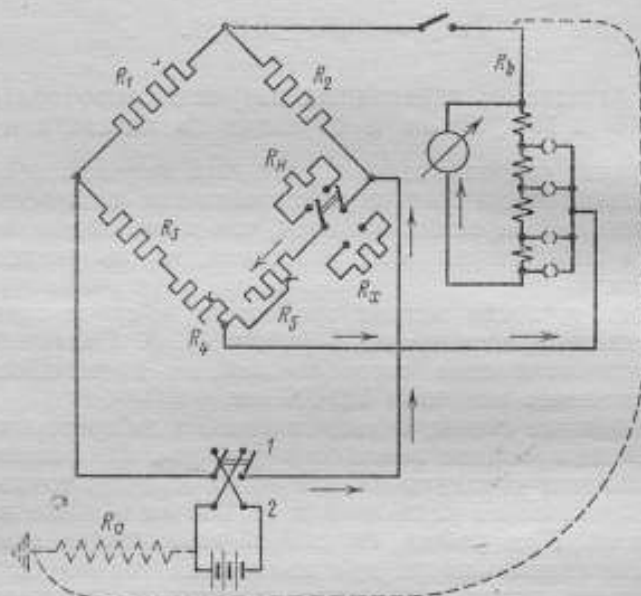


Рис. 7. Схема моста для работы методом замещения

ными изоляторами), то требование к сопротивлению каждого изолятора становится еще более высоким.

В осуществленной в лаборатории схеме для уменьшения влияния токов утечки все приборы были установлены на массивных парафиновых пластинках при подвесном монтаже всей схемы. Защита цепи гальванометра была осуществлена применением метода двухслойной изоляции [Л. 3] при экранировании проводов, подходящих к гальванометру.

Схема защиты цепи гальванометра приведена на рис. 8. Вместо одного изолирующего слоя  $R_b$  применены два отдельных слоя изоляции  $R_b$  и  $R'_b$ , между которыми проложен проводящий слой. Последний соединен с экранами проводов гальванометра, которые присоединяются к одной из вершин моста.

При такой схеме разность потенциалов, приложенная к изолятору  $R_0$ , практически равна нулю, точнее, она равна падению напряжения в гальванометре и соответствует нескольким микровольтам, в результате чего ток утечки через гальванометр будет отсутствовать. При этом требование к изоляции гальванометра значительно снижается. Второй изоляционный слой служит для изоляции от земли защитного провода, а с ним и вершины

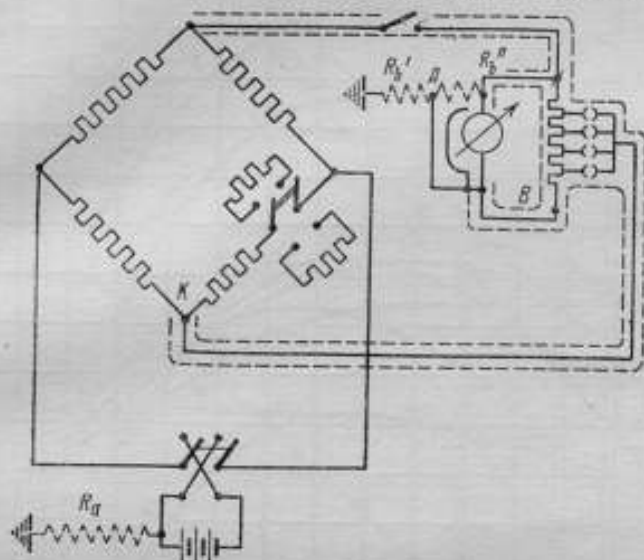


Рис. 8. Схема моста для работы методом замещения с дополнительными экранами

моста. Принятая схема позволила с достаточной точностью произвести измерение сопротивлений  $10^5$  и  $10^6$  *ом*.

Определение значений сопротивления отдельных секций переходной катушки  $10 \times 10^5$  было произведено как многократным измерением на описанной выше схеме, так и на мосте-компараторе методом перестановки плеч. В качестве образцовой меры применялись образцовые катушки сопротивления первого разряда.

Сравнение результатов, полученных на схеме замещения и на мосте-компараторе, показало сходимость результатов в пределах 0,003 %.

Измерение сопротивлений секций переходной катушки  $10 \times 10^6$  *ом* производилось также двумя способами. При этом в качестве образцовой меры использовалась переходная катушка  $10 \times 10^5$  *ом*.

Значение переходной катушки  $10 \times 10^6$  *ом* определено с точностью 0,01 %. Измерения, произведенные в 1951 г., показали,

что с декабря 1949 г. по март 1951 г. изменение сопротивления катушки  $10 \times 10^6 \text{ ом}$  лежит в пределах точности измерения

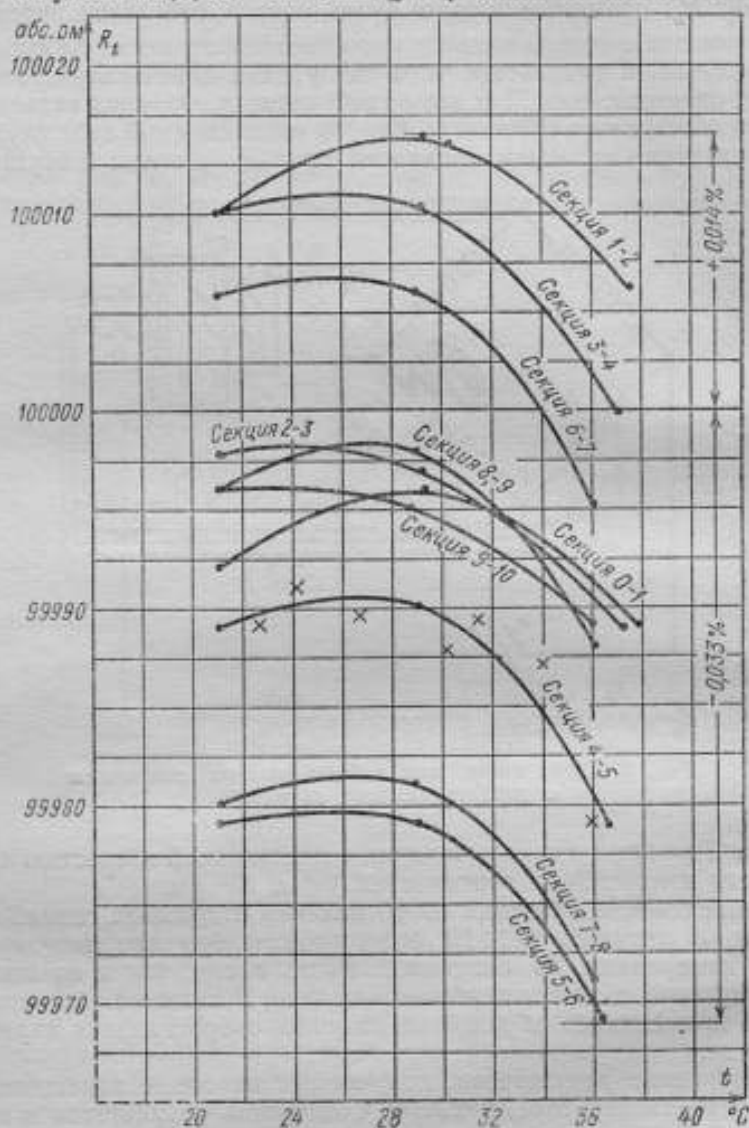


Рис. 9. Температурные характеристики переходной катушки  $10 \times 10^6 \text{ ом}$

ния (т. е. не превышает 0,003%), изменение сопротивления катушки  $10 \times 10^6 \text{ ом}$  за тот же период времени не превышает  $\pm 0,02\%$ .

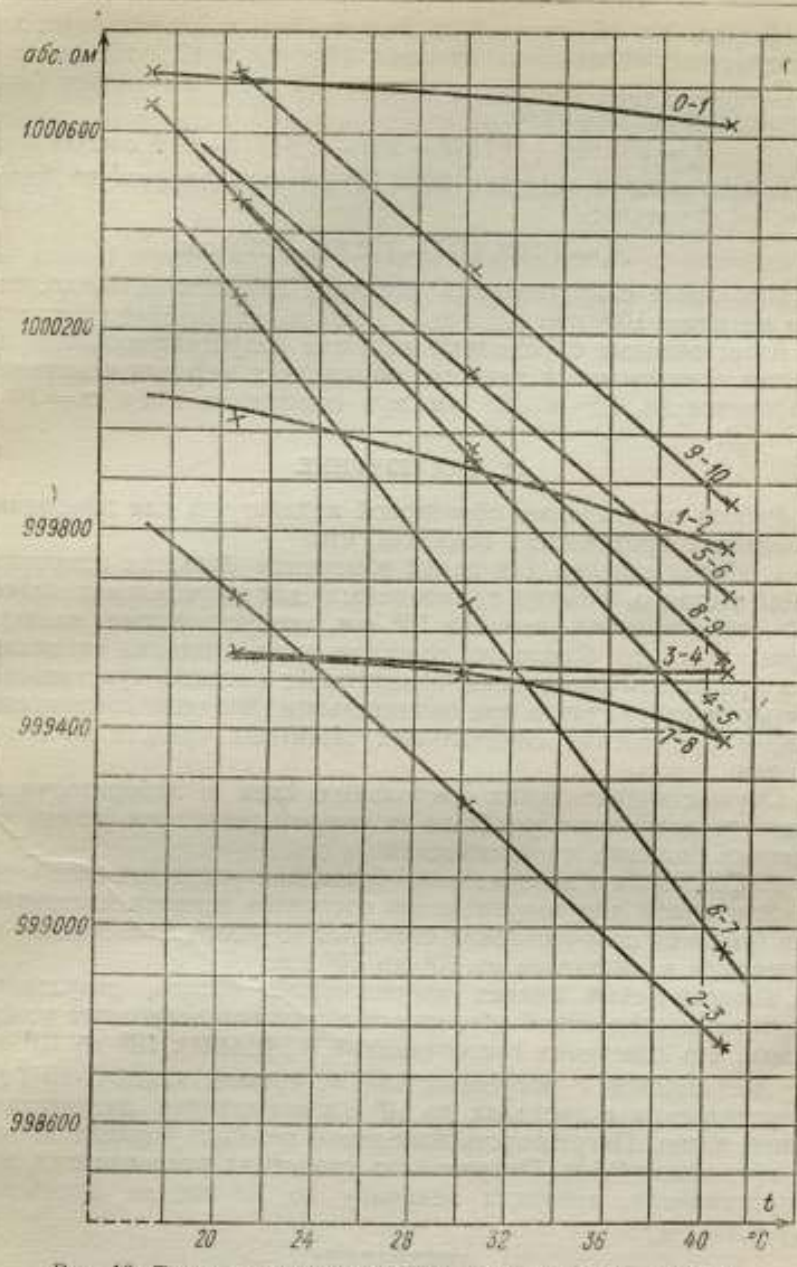


Рис. 10. Температурные характеристики переходной катушки  $10 \times 10^6$  ом

На рис. 9 и 10 приведены полученные температурные характеристики переходных катушек  $10 \times 10^2$  и  $10 \times 10^5$  ом.

Полное сопротивление катушки  $10 \times 10^5$  ом может быть определено по формуле:

$$R_t = 999\,950 + 9,11(t - 20) - 0,843(t - 20)^2 \text{ ом.}$$

Сопротивление катушки  $10 \times 10^6$  ом определяется по более простой формуле:

$$R_t = 10\,002\,000 - 412,8(t - 20) \text{ ом.}$$

Измерение сопротивления изоляции катушек показало, что оно не ниже  $10^{12}$  ом.

Аттестованные переходные катушки сопротивления используются в установке в качестве образцовых мер для измерения сопротивлений  $10^8$  и  $10^9$  ом при отношении плеч  $m = 10$  и  $m = 100$ .

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Работа по созданию образцовой аппаратуры для измерения больших сопротивлений показала, что:

1. Использование для целей измерения больших сопротивлений методов, обычно применяемых для определения значений сопротивлений порядка  $10^5$  ом, требует, кроме наличия образцовых мер большого сопротивления, создания специальных указателей равновесия, обладающих высокой чувствительностью к напряжению при значительном входном сопротивлении, и применения специальных защитных средств от токов утечки.

Осуществление таких настольных схем в лаборатории не является достаточно удобным и точным решением задачи измерения больших сопротивлений.

2. Созданная в лаборатории образцовая установка позволяет с достаточной для современного состояния техники изготовления больших сопротивлений степенью точности производить их измерение в диапазоне от  $10^2$  до  $10^9$  ом.

Теоретический анализ погрешностей метода, результаты опытных исследований образцовой установки позволяют утверждать, что измерения сопротивлений в пределах  $10^2$  до  $10^7$  ом осуществляются с погрешностью, не превышающей  $5 \cdot 10^{-3}$  %, сопротивления в пределах до  $10^9$  ом измеряются значительно менее точно. Погрешность измерения величин порядка  $10^9$  ом не превышает 0,1%. Погрешность сравнения равновеликих мер сопротивления, имеющих величину до  $10^7$  ом, не превосходит  $1 \cdot 10^{-3}$  %.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А. П. Юргенс, О непроволочных сопротивлениях, Известия электропромышленности слабого тока, март 1939, № 3, стр. 52.
2. В. Т. Ренне, Непроволочные угольно-керамические сопротивления поверхностного типа, "Электричество", 1949, № 9, стр. 77.



3. Круковский, Точность компенсационных измерений на постоянном токе и средства к ее повышению, *Annales de l'Academie de Science Technique à Varsovie* (1935), стр. 123.

4. Веннер, Методы, аппаратура и приемы сравнения образцовых сопротивлений, *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, V. 25, № 2, 1940.

5. М. Ф. Мазиков, Спецификация для образцовых катушек электрического сопротивления, Труды ВНИИМ, Сборник № 137, а также ОСТ № 85001—39.

6. В. С. Спицын, О влиянии токов утечки на погрешность измерений в цепях постоянного тока. Научные записки Львовского Политехнического института, т. 4, вып. VIII, 1949.

7. А. А. Павлова, Измерение сопротивлений образцовых катушек сопротивлении методом замещения в схеме моста Витстона. Труды ВНИИМ, вып. 24 (40), 1939.

А. Я. БЕЗИКОВИЧ

### ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ПОЛЯРНО- КООРДИНАТНОГО КОМПЕНСАТОРА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЕ

Использование повышенных частот (400—20 000 гц) для энергетических целей, получившее в последнее время очень широкое распространение, вызывает необходимость измерений основных электрических величин на этих частотах.

Перед лабораторией электрических измерений ВНИИМ в 1949 г. была поставлена задача в короткий срок организовать поверку приборов, предназначенных для измерения на повышенных частотах. Поэтому естественным было использование для этой цели имевшегося в лаборатории оборудования. Основным прибором, который был применен на первом этапе работы, явился полярно-координатный компенсатор.

Принципиальная схема соединений компенсатора приведена на рис. 1. Он представляет собой обычный компенсатор постоянного тока малого сопротивления. Для того чтобы его можно было применять для измерений на переменном токе, необходимо иметь дополнительное устройство, создающее сдвиг вектора рабочего тока. Таким устройством является встроенный в компенсатор фазорегулятор  $\Phi$ , через который и осуществляется питание компенсатора на переменном токе.

При питании компенсатора постоянным током установка рабочего тока, равного 50 ма, производится по нормальному элементу  $E_N$ . Этому же значению должно быть равно показание электродинамического миллиамперметра  $m_A$ , включенного в цепь компенсатора. При переключении компенсатора на переменный ток показание миллиамперметра должно оставаться неизменным.

Питание на постоянном токе производится от 4- или 6-вольтовой батареи  $B$ , питание же статора фазорегулятора в описываемой модели лаборатории производится от однофазного тока с расщеплением фаз, осуществляемым при помощи включенных в цепь одной из его обмоток конденсатора переменной емкости  $C$  и переменного активного сопротивления  $R$ . При таком устройстве можно добиться сдвига фаз, равного  $90^\circ$ , причем погрешность не будет превосходить 0,1%. Показателем

того, что достигнут нужный сдвиг фаз, т. е. что создано круговое, а не эллиптическое поле, служит неизменность показания миллиамперметра при поворотах ротора фазорегулятора.

Нулевым прибором является резонансный гальванометр  $PG$ , настраиваемый на основную частоту, и, следовательно, отсутствие колебаний его подвижной части укажет лишь на компенсацию той составляющей напряжения, частота которой соответствует частоте настройки нулевого прибора. Это обстоятельство вызовет погрешность измерения, если поданное на компенсатор напряжение и напряжение в цепи, питающей по-

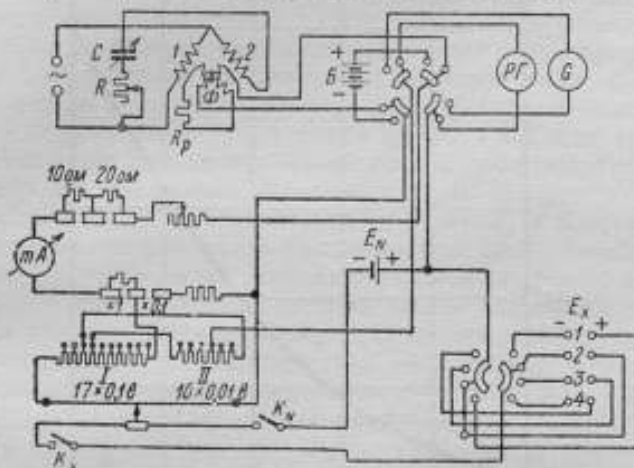


Рис. 1. Схема полярно-координатного компенсатора переменного тока

веряемые приборы, не будут иметь чисто синусоидальной формы кривой. Величина этой погрешности легко определяется, если выразить действующее значение напряжения  $U$  измеряемого источника и действующее значение напряжения  $U'$  в компенсационной цепи как корень квадратный из суммы квадратов действующих значений отдельных гармоник  $U_n$  и  $U'_n$ , и, приравняв  $U = U'$ , как того требует условие компенсации, получить:

$$U = U' \left[ 1 + \frac{\sum_n (U_n^2) - \sum_n (U_n'^2)}{2U'^2} \right],$$

откуда следует, что погрешность, обусловленная несинусоидальностью формы кривой, выраженная через коэффициенты искажения  $\gamma'$  и  $\gamma$ , под которыми понимается отношение действующего значения высших гармоник к действующему значению всего напряжения, равна

$$F = \frac{1}{2} (\gamma'^2 - \gamma^2).$$

Из приведенных выражений видно, что показание компенсатора будет правильным только в двух случаях: 1) когда высшие гармоники отсутствуют или 2) когда обе кривые одинаковы. Последнее трудно осуществимо, так как форма кривой тока и напряжения несколько искажается в измерительном устройстве.

Зависимость погрешности компенсатора от коэффициента искажения нагляднее всего можно продемонстрировать графически.

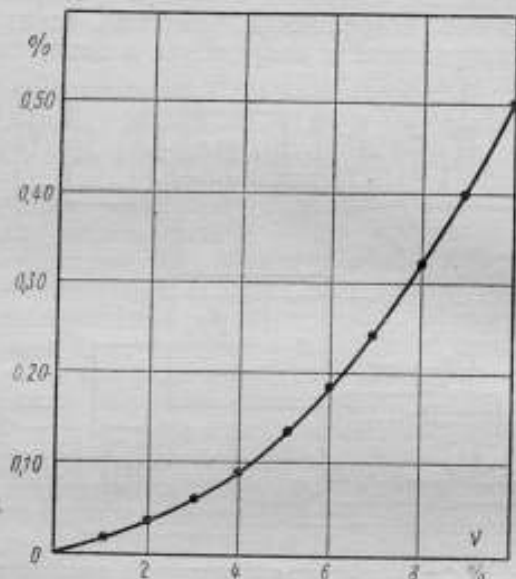


Рис. 2. Зависимость погрешности компенсатора от коэффициента искажения

чески (рис. 2). Из графика рис. 2 видно, что с увеличением искаженности формы кривой переменного тока обусловленная ею погрешность резко возрастает; при коэффициентах искажения ниже 2,5% погрешность не превышает точности метода. Этот результат приводит к важному выводу о том, что измерения на компенсаторе переменного тока практически не зависят от формы кривой, если коэффициент искажения не превосходит 3,0%.

Для питания обеих цепей компенсатора нами использовался машинный генератор на 500 гц. Исследование формы кривой этого генератора показало, что она близка к трапециoidalной, т. е., что коэффициент искажения ее равен примерно 10% — величине, обуславливающей погрешность около 0,5%. При требуемой точности измерения 0,1—0,2% это было недопустимым. Поэтому были рассчитаны и изготовлены два фильтра: один для питания цепи компенсатора, другой — для питания поверяе-

ных приборов. После фильтров форма кривой переменного тока имела коэффициент искажения около 1,2%, что обеспечивало очень незначительную погрешность.

Для ряда исследований нужно было иметь возможность легко изменять в заданных пределах частоту, поэтому желательно было использовать ламповый генератор. В качестве последнего нами был применен генератор типа ЗГ-3. Мощность его, как известно, незначительна, поэтому на выход его включался мощный усилитель типа МРТУ-100. Мощность этой установки была достаточной для питания как цепи компенсатора, так и цепи поверяемых приборов. В случаях, если предел измерения поверяемых вольтметров превосходил 150 *в*, питание обеих цепей производилось через повышающие трансформаторы. Проверка амперметров на пределы измерения выше 0,5 *а* осуществлялась за счет использования низковольтного выхода усилителя и подачи этого напряжения на понижающий трансформатор. При этом получалась возможность производить проверку амперметров с пределами измерения до 10 *а*.

Однако, так как в зависимости от режима, в котором работают генератор и усилитель (питание, нагрузка), форма кривой получаемого на выходе напряжения может быть искажена в очень сильной степени, нужно иметь способ постоянного контроля искаженности кривой, т. е. нужен прибор, измеряющий коэффициент искажения, так как именно коэффициент искажения определяет погрешность.

Известны схемы мостиковых приборов для измерения коэффициента искажения (рис. 3). Такая схема была принята нами с незначительными изменениями, которые заключались в упразднении сопротивления  $R_k$ , нужного для получения отношения, и замене конденсатора переменной емкости  $C$  дросселем  $L$  с переменным зазором. Последнее обосновано тем, что выбранный нами диапазон частот (50—2000 *гц*) достаточно широк и настройка мостика в резонанс при неизменной величине индуктивности дросселя только одним конденсатором переменной емкости не дала бы нужных результатов, так как для этой цели понадобился бы конденсатор с очень широким диапазоном изменения емкости. Принципиальная схема выбранного нами прибора приведена на рис. 4. Мост этот рассчитан на включение его в сеть с напряжением до 127 *в*, поэтому введено добавочное сопротивление  $R_0$ , чтобы уменьшить мощность в плечах моста. Плечи моста  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  представляют собой активные сопротивления по 400 *ом* каждое. Сопротивление  $R_2$  выполнено из двух частей—неизменного сопротивления  $R'_3$  и реохорда со скользящим контактом  $R''_3$ , сопротивление которого выбрано равным 0,1 сопротивления всего плеча, так как мы ограничиваем предел измерения нашего прибора 10% коэффициента искажения. При коэффициентах искажения, превы-



шающих 10%, прибор будет давать результаты с большими погрешностями и, с другой стороны, кривые коэффициента искажения выше 10% не дают возможности получить сколь угодно правильные результаты на компенсаторе переменного тока.

Четвертое плечо моста состоит из последовательно включенных емкости  $C$ , дросселя  $L$  с переменным зазором и активного сопротивления переменной величины  $R_4$ ; последнее необходимо для того, чтобы компенсировать изменяющееся с изменением зазора дросселя сопротивление всего плеча.

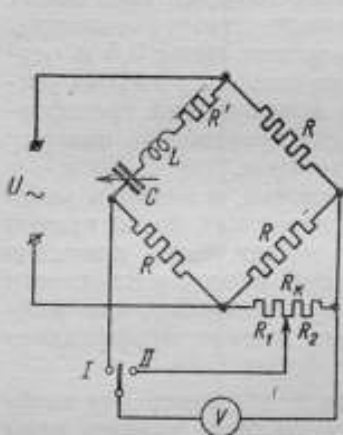


Рис. 3. Мост для измерения коэффициента искажения

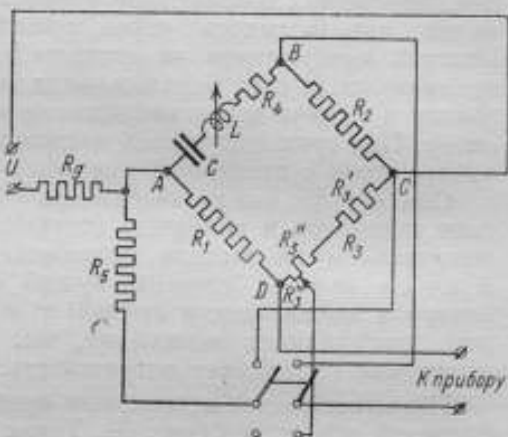


Рис. 4. Разработанная схема моста для измерения коэффициента искажения

Сопротивление  $R_5$  установлено для того, чтобы при работе от малоомощного источника не сказалось изменение сопротивления моста, которое имеет место при настройке в резонансе.

Напряжение источника, коэффициент искажения которого нужно измерить, подается на зажимы  $U$ , т. е. в диагональ моста  $AC$ . Ламповый прибор с большим входным сопротивлением, желательно с квадратичной характеристикой, может включаться последовательно то в диагональ моста  $BD$ , то на часть активного сопротивления плеча  $R_3^*$ , т. е. на  $R_3$ .

Измерение коэффициента искажения производится следующим образом: прибор включается в диагональ моста и измеряется напряжение, соответствующее половине действующего напряжения высших гармоник, если прибор имеет квадратичную характеристику. Выделение только высших гармоник достигается настройкой моста в резонанс с основной волной изменением емкости, индуктивности и активного сопротивления. Получив величину действующего значения высших гармо-

ник, переключают прибор параллельно части сопротивления  $R_3''$ , а именно  $R_3'''$ , и измеряют долю общего напряжения, равную половине величины действующего значения гармоник. Первое и второе измерения соответственно дают величины:

$$U_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\sum_{n=2}^n (U_n^2)}; \quad U_2 = \frac{U}{2} \frac{R_3''}{R_3} = U.$$

Следовательно,

$$\frac{R_3''}{R_3} = \frac{\sqrt{\sum_n (U_n^2)}}{U} = \gamma,$$

т. е. отношение двух сопротивлений определяет коэффициент искажения. Погрешность, с которой измеряются величины коэффициента искажения, не играет существенной роли, так как величина коэффициента искажения определяет погрешность метода. Поэтому созданный прибор должен обеспечить определение коэффициента искажения с погрешностью нескольких единиц процента. Погрешность определения коэффициента искажения дается выражением:

$$F_{\gamma} = 2 \frac{R^2}{\omega^2 L^2 \left( n - \frac{1}{n} \right)}$$

(где  $n$  — номер гармоники), полученным в результате вычисления действительного значения напряжения в диагонали моста, которое можно записать в виде:

$$U_{\text{дн}} = \frac{U_n}{2} \left[ 1 - 2 \frac{R^2}{\omega^2 L^2 \left( n - \frac{1}{n} \right)} \right].$$

Вычисление погрешности изготовленного прибора для оптимальных условий дает величину, равную примерно 3%, что вполне удовлетворяет нашим требованиям.

Установление величины погрешности, происходящей от не-синусоидальности формы кривой переменного тока, питающего установку, наряду с созданием фильтров, улучшающих форму кривой имеющегося в лаборатории машинного генератора, и созданием прибора для измерения коэффициента искажения позволяют устранить погрешности, вносимые искажением формы кривой.

Второй особенностью компенсационного метода на переменном токе является ограничение точности измерений точностью прибора, с помощью которого устанавливается рабочий ток

компенсатора. Недостаток этот присущ методу независимо от диапазона частот, в котором он используется. Действительно, применявшиеся для установления рабочего тока электродинамические, как это имеет место в рассматриваемом типе компенсатора, термоэлектрические и иные миллиамперметры даже при повышении точности отсчета, достигаемой применением безнулевой шкалы, не дают возможности установить рабочий ток с погрешностью меньшей, чем 0,1%.

Применение вместо показывающего миллиамперметра термоэлектрического устройства для точного сравнения переменного тока с постоянным позволяет повысить точность установления рабочего тока по нашим опытам до 0,03—0,05%. При этом условии погрешность установления рабочего тока уже не будет являться более существенной погрешностью метода, тем не менее она нежелательна, так как входит в качестве составной части в погрешность результата измерения.

В качестве третьего источника погрешностей компенсатора переменного тока В. И. Кротова<sup>1</sup> называет внешние магнитные поля, имеющие ту же частоту, что и ток рабочей цепи компенсатора. Эти поля могут индуцировать в различных цепях схемы дополнительные э. д. с., приводящие к искажению результата измерения.

Опытная проверка показала, что при достаточном удалении всех питающих установку трансформаторов они сколько-нибудь заметного влияния на показания компенсатора не оказывали.

Емкостные токи, резко возрастающие с повышением частоты, приводят к очень существенным искажениям результатов, достигающим до 10%. Полного устранения этой погрешности простым заземлением одного из зажимов гальванометра возможно достичь только в том случае, если предположить, что емкостные токи имеют место либо со стороны, питающей поверяемые приборы, либо со стороны рабочей цепи компенсатора. Но так как в действительности емкостные токи имеют место как с той, так и с другой стороны, то заземление одного из полюсов гальванометра устранит только известную часть этих токов. Емкостные токи зависят от величины потенциала данной точки относительно земли. Напряженне со вторичной обмотки фазорегулятора, питающего рабочую цепь компенсатора, равно нескольким вольтам, а напряжение на высокой стороне делителя, при проверке вольтметра, достигает нескольких сот вольт. Поэтому вероятнее ожидать больших емкостных токов именно с этой стороны. Заземлив соответствующий зажим гальванометра и корпус фазорегулятора, что приведет к почти полному устранению емкостных связей между первичной и вторичной цепью его, оказалось возможным достичь значительного уменьшения емкостных токов и, следовательно, снизить величину

<sup>1</sup> В. И. Кротова. Потенциометры. Изд. ВНИИМ, 1940.

погрешности, ими обусловленную, до значения  $0,1^0\%$ . Величина емкостных токов контролировалась по размыванию светового указателя резонансного гальванометра при замкнутой его цепи.

Анализ погрешностей полярно-координатного компенсатора приводит нас к выводу, что погрешность измерения на компенсаторе этого типа при повышенных частотах до 1000  $\mu\text{ц}$  должна была бы составить  $0,1-0,2\%$ . Однако на точности измерений на компенсаторе переменного тока сказывается еще один фактор, а именно—стабильность источников питания, так как нестабильность источников питания приводит к тому, что изменение частоты или величины напряжения источника нарушает одновременно все установленные соотношения в цепи компенсатора. Изменение частоты нарушает расщепление фаз, установленное при помощи переменных емкости и активного сопротивления, находящихся в одной из цепей статора фазорегулятора, что, в свою очередь, приводит к изменению величины рабочего тока в зависимости от положения ротора фазорегулятора, т. е. приводит к необходимости дополнительной подрегулировки его. Изменение частоты приводит к расстройке резонансного гальванометра, т. е. к потере чувствительности схемы.

Изменение величины подаваемого напряжения нарушает установку рабочего тока, требует дополнительного поворота вектора рабочего тока, что, в свою очередь, вновь приводит к изменению величины рабочего тока, если не достигнуто идеально точного расщепления фаз, и изменяет самое измеряемое напряжение. Вследствие того что измерения на компенсаторе требуют известного времени, все названные изменения соотношений в цепи не дают возможности получить результата с высокой точностью, поэтому существующие типы компенсаторов переменного тока не могут быть рекомендованы для поверочных целей.

Совершенно очевидно, что проведение специальных исследований может привести к созданию компенсаторов переменного тока высокого класса точности. Например, на основании предварительного теоретического анализа можно показать, что погрешность, обусловленная зависимостью сопротивления от распределенных емкостей и индуктивности, зависит от типа компенсатора, т. е. от того, контролируется ли в нем ток или напряжение. Оказывается, что для переменного тока повышенной частоты рациональнее изготовление компенсаторов с контролируемым напряжением.

Приборостроительной промышленностью Советского Союза в настоящее время ведется работы по разработке нового, совершенного типа компенсатора переменного тока. Эти работы безусловно приведут к созданию прибора, применение которого не будет ограничено областью специфических измерений, не допускающих потребления тока и малых величин э. д. с., но пригодного и для поверочных целей.

## РАСЧЕТ НАИБОЛЬШЕЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ НЕКОТОРЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

### § 1. Общие соображения

Будем рассматривать электрическую цепь, которую можно применить для измерения сопротивления. Представим такую цепь в виде шестиполюсника, составленного из некоторого числа линейных элементов ( $z_w, z_2, z_3, \dots, z_k$ ), питаемую от источника тока с э. д. с.  $E$  и сопротивлением обмоток  $z_g$ , снабженную индикатором, имеющим сопротивление  $z_y$ . Известно, что при расчетах электрических режимов шестиполюсника последний можно характеризовать:

а) выходными сопротивлениями:  $z_{gg}, z_{yy}, z_{ww}$ ;

б) взаимными сопротивлениями:  $z_{gw}, z_{gy}, z_{wy}$  между соответствующими зажимами.

Тогда чувствительность схемы к относительному изменению полного сопротивления  $\left(\frac{\Delta z_w}{z_w}\right)$  регулируемого плеча ( $z_w$ ) многополюсника будет иметь вид [Л. 4]:

$$\left. \begin{aligned} (\dot{S}_I)_0 &= \dot{E} \frac{z_w}{z_{gw} z_{wy}}, \\ (\dot{S}_U)_0 &= \dot{E} \frac{z_w z_y}{z_{gw} z_{wy}}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $(\dot{S}_I)_0$  и  $(\dot{S}_U)_0$  — чувствительности к току и напряжению, считая возмущающее действие  $(\Delta z_w)$  стремящимся к нулю. Ранее было показано [Л. 1], что, применяя искусственный прием и рассматривая независимо два четырехполюсника, на зажимах которых включены (рис. 1а и 1б): а) сопротивление  $z_g, z_w$  и б) сопротивление  $z_w, z_y$ , можно вычислить значения взаимных сопротивлений  $z_{gw}$  и  $z_{wy}$ .

Тогда

$$\begin{aligned} z_{gw} &= A_{12} + A_{11} z_w + A_{22} z_g + A_{21} z_w z_g, \\ z_{wy} &= B_{12} + B_{11} z_y + B_{22} z_w + B_{21} z_w z_y, \end{aligned}$$

где

$$\|A\| = \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix}, \quad \|B\| = \begin{vmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{vmatrix}$$



коэффициенты, образующие общие матрицы  $\|A\|$  и  $\|B\|$  для каждого из упомянутых четырехполюсников.

Отсюда сразу на основании уравнения (1):

$$(\dot{S}_i)_0 = \dot{E} \frac{z_w}{(A_{12} + A_{11}z_w + A_{22}z_g + A_{21}z_wz_g)} \times \frac{1}{(B_{12} + B_{11}z_y + B_{22}z_w + B_{21}z_wz_y)}, \quad (1a)$$

$$(\dot{S}_w)_0 = \dot{E} \frac{z_w}{(A_{12} + A_{11}z_w + A_{22}z_g + A_{21}z_wz_g)} \frac{z_y}{(B_{12} + B_{11}z_y + B_{22}z_w + B_{21}z_wz_y)}.$$

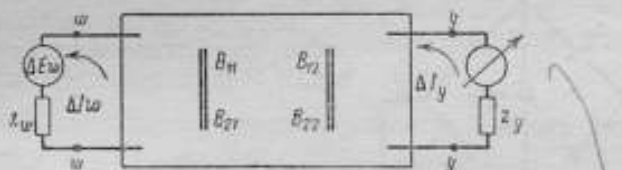


Рис. 1а. Четырехполюсник, изображающий измерительную схему, цепь регулируемого элемента и указателя (прибора)

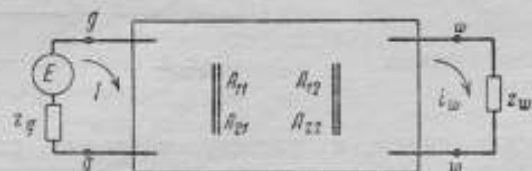


Рис. 1б. Четырехполюсник, изображающий измерительную схему, цепь регулируемого элемента и источника питания

Все остальные сопротивления многополюсника будут при этом:

$$\left. \begin{aligned} z_{ww}^k &= \frac{A_{12} + A_{22}z_g}{A_{11} + A_{21}z_g}; & z_{ww}^y &= \frac{B_{12} + B_{11}z_y}{B_{22} + B_{21}z_y}; \\ z_{gg}^k &= \frac{A_{12} + A_{11}z_w}{A_{22} + A_{21}z_w}; & z_{yy}^k &= \frac{B_{12} + B_{22}z_w}{B_{11} + B_{21}z_w}. \end{aligned} \right\}$$

Поэтому для чувствительности схемы возможны другие формы записи:

$$\begin{aligned} (\dot{S}_i)_0 &= \dot{E} \frac{1}{(A_{11} + A_{21}z_g)(B_{22} + B_{21}z_y)} \frac{z_w}{[z_w + z_{ww}]^2} = \\ &= \dot{E} \frac{z_w}{(A_{12} + A_{11}z_w)(B_{12} + B_{21}z_w)} \frac{1}{\left[1 + \frac{z_g}{z_{gg}}\right] \left[1 + \frac{z_y}{z_{yy}}\right]}. \end{aligned}$$

Аналогично для чувствительности по напряжению достаточно умножить  $(Si)_0$  на сопротивление индикатора. Примеры применения этих формул для расчета различных схем приводились нами ранее [Л. 1].

Во многих случаях для экспериментатора важно определить такие элементы схемы, которые способствуют увеличению ее чувствительности. В данной работе поставим себе целью определить элементы схемы, наивыгоднейшие по чувствительности. Иметь какие-либо определенные суждения по этому вопросу, пользуясь литературными данными, весьма трудно.

Действительно, из большого числа работ, опубликованных на эту тему в СССР и за границей, относящихся,

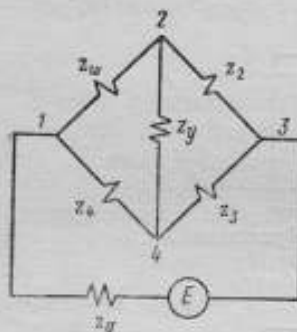


Рис. 2. Схема простого моста

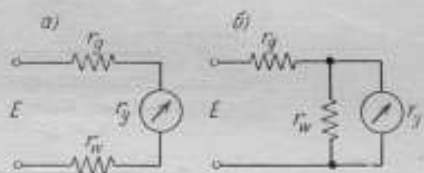


Рис. 3. Схема одного прибора (омметра)

за редким исключением, к расчету мостовых схем, можно указать следующие рекомендованные различными авторами наивыгоднейшие соотношения (рис. 2):

$$z_w = z_u = z_v = z_4 = z_k = z_y; \quad (2)$$

$$z_w = z_v; \quad z_u = z_4 = 0; \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} z_2 &= \sqrt{z_w z_y \left( \frac{z_w + z_k}{z_w + z_y} \right)}; \\ z_4 &= \sqrt{z_k z_y}; \\ z_v &= \sqrt{z_w z_k \left( \frac{z_w + z_v}{z_w + z_k} \right)}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Эти выражения являются частными решениями задачи о подборе наивыгоднейших элементов схемы и будут получены нами ниже в результате соответствующих допущений. К сожалению, эти соотношения (2), (3), (4) широко используются при решении общих задач и берутся некоторыми авторами за основу при проектировании электрических измерительных установок без каких-либо оговорок.

Переходя к поставленной задаче, предварительно отметим, что измерительные схемы имеет смысл разделять на две группы:

а) простые схемы и б) сложные схемы.

В простых схемах (например схема одного прибора — омметра) имеется один подбираемый элемент ( $z_w$ , рис. 3).

В сложных схемах (например мостовая схема) имеется несколько подбираемых элементов ( $z_w, z_2, z_3, z_4$ , рис. 2).

Исследуя выражение чувствительности измерительной схемы, удобно пользоваться рядом параметров:

$$x_1, x_2, x_3, \dots, x_k,$$

которые связывают сопротивления отдельных участков схемы, сопротивления индикатора, сопротивления генератора (см. табл. 1).

При изучении схемы переменного тока следует иметь в виду, что эти параметры могут быть выражены комплексными числами.

## § 2. Примеры расчета основных измерительных схем

Рассмотрим следующие схемы постоянного тока:

1. Схема одного прибора (омметр, рис. 3):

- а) последовательное соединение;
- б) параллельное соединение.

2. Дифференциальная схема (рис. 4):

- а) последовательное соединение;
- б) параллельное соединение.

3. Компенсационная схема (рис. 8).

4. Мостовая схема (рис. 2).

В соответствии с отмеченным выше для каждой из перечисленных схем введем параметры:

$$x_1, x_2, \dots, x_k,$$

связывающие между собой сопротивления соответствующих участков цепи (табл. 1).

Таблица 1

| Название схемы                                     | Значения параметров, характеризующих схему |                   |                      |                   |                   |
|----------------------------------------------------|--------------------------------------------|-------------------|----------------------|-------------------|-------------------|
|                                                    | $x_1$                                      | $x_2$             | $x_3$                | $x_4$             |                   |
|                                                    |                                            |                   |                      | $S_I$             | $S_w$             |
| Одного прибора (последовательное и параллельное)   | нет                                        | нет               | $\frac{r_a}{r_w}$    | $\frac{r_y}{r_w}$ | $\frac{r_w}{r_y}$ |
| Дифференциальная (последовательное и параллельное) | $\frac{r_w}{r_2}$                          | нет               | $\frac{r_a}{r_w}$    | $\frac{r_y}{r_w}$ | $\frac{r_w}{r_y}$ |
| Компенсационная                                    | $\frac{r_1}{r_w}$                          | $\frac{r}{r_w}$   | $\frac{r_{a2}}{r_w}$ | $\frac{r_y}{r_w}$ | $\frac{r_w}{r_y}$ |
| Мостовая                                           | $\frac{r_w}{r_2}$                          | $\frac{r_1}{r_2}$ | $\frac{r_g}{r_w}$    | $\frac{r_y}{r_w}$ | $\frac{r_w}{r_y}$ |

В табл. 1 приводятся значения этих параметров, применяемые при последующем рассмотрении каждой из схем. Как можно видеть из таблицы, многие из этих значений выражаются одинаково для различных схем. Параметр  $x_i$  вычисляется различно в зависимости от того, рассматривается чувствительность по току или по напряжению. Данные обозначения сохраняются неизменными до конца работы.

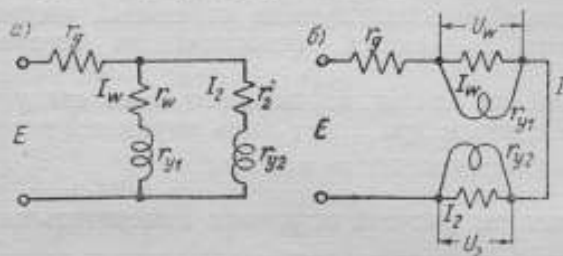


Рис. 4. Дифференциальная схема при различных способах подключения обмоток указателя (прибора)

Каждый из вариантов расчета (§ 1) будем рассматривать отдельно.

### § 3. Схема одного прибора (рис. 3)

Сопротивления генератора ( $r_g$ ) и индикатора ( $r_y$ ) заданы. Было показано [Л. 1], что коэффициенты, составляющие матрицы  $\|A\|$  и  $\|B\|$ , будут иметь вид: для последовательного соединения

$$\|A\| = \begin{vmatrix} 1 & r_y \\ 0 & 1 \end{vmatrix}; \quad \|B\| = \begin{vmatrix} 1 & r_g \\ 0 & 1 \end{vmatrix};$$

для параллельного соединения

$$\|A\| = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{r_y} & 1 \end{vmatrix}; \quad \|B\| = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{r_g} & 1 \end{vmatrix}.$$

Отсюда чувствительность схемы будет (1а):

$$S_i = E \frac{r_w}{(r_w + r_g + r_y)^2} \quad (\text{последовательное соединение});$$

$$S_i = E \frac{r_g r_w r_y}{[r_w (r_g + r_y) + r_g r_y]^2} \quad (\text{параллельное соединение}).$$

Поэтому на основании (1б):

$$r_{ww}^v = r_{ww}^s = r_g + r_y \quad (\text{последовательное включение});$$

$$r_{ww}^y = r_{ww}^g = \frac{r_g r_y}{r_g + r_y} \quad (\text{параллельное включение}).$$

Отсюда можно сразу определить значение сопротивления  $r_w$ , при котором чувствительность схемы имеет максимум (рис. 5 и 6):

$$\left. \begin{aligned} r_w &= r_g + r_y = r_{ww} \text{ (последовательная схема);} \\ r_w &= \frac{r_g r_y}{r_g + r_y} = r_{ww} \text{ (параллельная схема).} \end{aligned} \right\} (5)$$

При этом чувствительность достигает по величине:

$$\left. \begin{aligned} S_I &= \frac{1}{(A_{11} + A_{21} r_g) (B_{21} + B_{21} r_y)} \frac{E}{4 r_w} = \frac{1}{4} \frac{E}{(r_g + r_y)}; \\ S_w &= \frac{1}{(A_{11} + A_{21} r_g) (B_{21} + B_{21} r_y)} \frac{E r_y}{4 r_w} = \frac{1}{4} \frac{E r_y}{(r_g + r_y)} \end{aligned} \right\}$$

для последовательной и параллельной схем.

#### § 4. Дифференциальные схемы

Применяя эти схемы (рис. 4), чаще всего используют индикатор с равным сопротивлением обмоток. В этом случае, добываясь отсутствия показания индикатора, получим:

$$r_w = r_y, \text{ т. е. } x_1 = 1$$

и тогда [Л. 2] для чувствительности:

$$\left. \begin{aligned} (S_I)_0 &= E \frac{r_w}{(r_w + r_y)} \frac{1}{(r_w + r_y + 2 r_g)} \text{ (последовательная схема} \\ &\quad \text{включения обмоток);} \\ (S_w)_0 &= E \frac{r_w r_y}{(r_w + r_y)} \frac{1}{\left[ r_w \left( 2 + \frac{r_g}{r_y} + r_g \right) \right]} \text{ (параллельная схема} \\ &\quad \text{включения обмоток).} \end{aligned} \right\}$$

Отсюда следует, что вопрос сводится к исследованию только одного уравнения (рис. 7):

$$(S)_0 = E \frac{q_1 r_w}{m_1 r_w^2 + p_1 r_w + n_1}$$

В зависимости от вида схемы постоянные величины

$$q_1, m_1, p_1, n_1$$

будут иметь здесь различное значение (табл. 2).



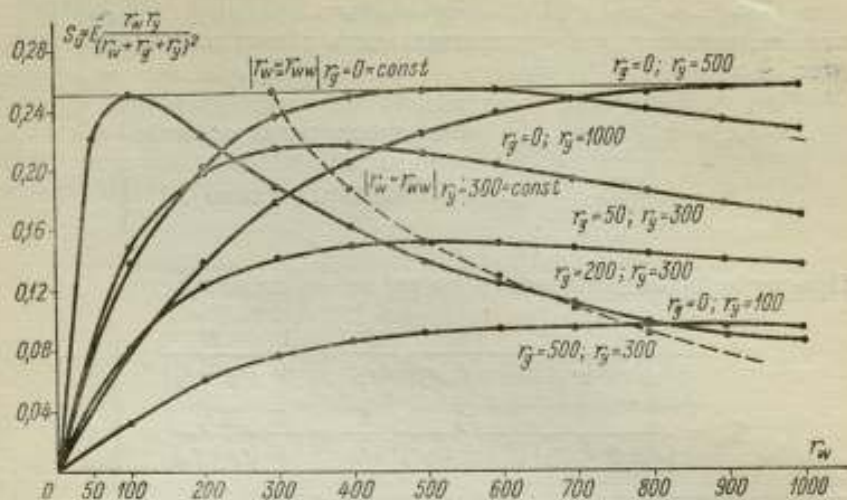


Рис. 5. График чувствительности по напряжению последовательной схемы омметра, в зависимости от изменения ее параметров

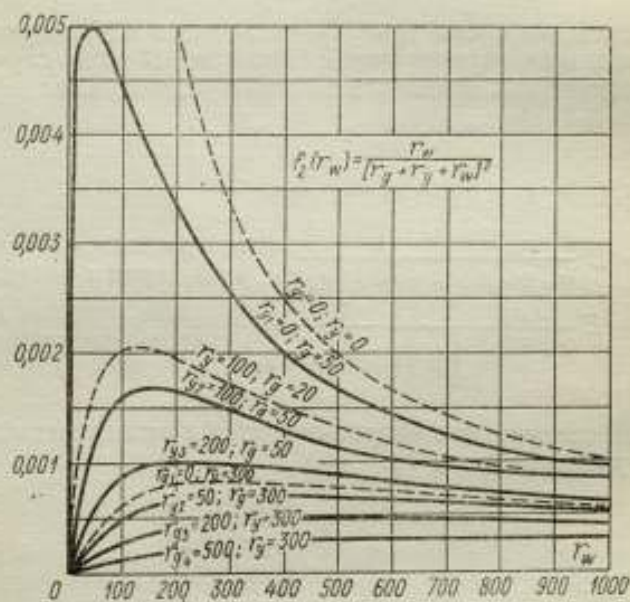


Рис. 6. График чувствительности по току последовательной схемы омметра, в зависимости от изменения ее параметров

Удовлетворив уравнению

$$\frac{\partial S}{\partial r_w} = 0,$$

получим следующее решение:

$$r_2 = r_w = \sqrt{\frac{n_1}{m_1}}.$$

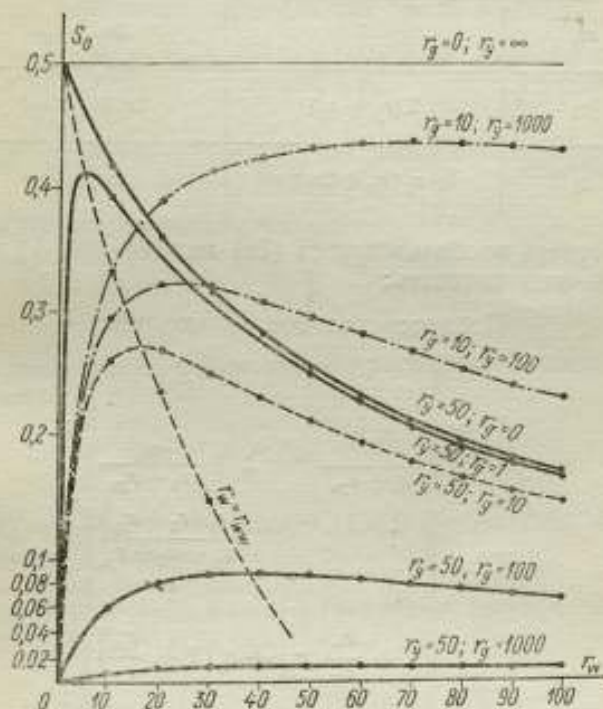


Рис. 7. Графики чувствительности по напряжению дифференциальной схемы при параллельном соединении обмоток указателя, в зависимости от изменения ее (схемы) параметров

Подставим сюда из табл. 1 соответствующие значения; тогда

$$r_2 = r_w = r_y \sqrt{1 + 2 \left( \frac{r_g}{r_y} \right)} \quad (\text{последовательное соединение});$$

$$r_2 = r_w = \sqrt{r_g r_y} \sqrt{\frac{r_y}{2r_y + r_g}} \quad (\text{параллельное соединение})$$

Таблица 2

| Обозначения постоянных | Чувствительность по току ( $S_I$ ) <sub>0</sub> | Чувствительность по напряжению ( $S_U$ ) <sub>0</sub> |
|------------------------|-------------------------------------------------|-------------------------------------------------------|
|                        | последовательное соединение                     | параллельное соединение                               |
| $q_1$                  | 1                                               | $r_{y_2}$                                             |
| $m_1$                  | 1                                               | $2r_y + r_g$                                          |
| $p_1$                  | $2(r_y + r_g)$                                  | $2r_y(r_y + r_g)$                                     |
| $n_1$                  | $r_y(r_y + 2r_g)$                               | $r_g r_{y_2}$                                         |

Если же теперь воспользоваться (1а) матрицами  $\|A\|$  и  $\|B\|$ , то для них можно написать:

Последовательное включение

$$\|A\| = \begin{vmatrix} 1 & r_{y_1} \\ \frac{1}{r_2 + r_{y_1}} & 1 + \frac{r_{y_1}}{r_2 + r_{y_1}} \end{vmatrix};$$

$$\|B'\| = \begin{vmatrix} 1 & \frac{r_g(r_2 + r_{y_1})}{r_g + r_2 + r_{y_1}} \\ 0 & 1 \end{vmatrix};$$

$$\|B''\| = \begin{vmatrix} 1 + \frac{r_{y_1}}{r_g} r_{y_1} + r_2 \left(1 + \frac{r_{y_1}}{r_g}\right) & \\ \frac{1}{r_g} & 1 + \frac{r_2}{r_g} \end{vmatrix};$$

Параллельное включение

$$\|A\| = \begin{vmatrix} 1 + \frac{r_2}{r_2 + r_{y_1}} & \frac{r_2 r_{y_1}}{r_2 + r_{y_1}} \\ \frac{1}{r_{g_1}} & 1 \end{vmatrix};$$

$$\|B'\| = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{r_g + \frac{r_2 r_{y_1}}{r_2 + r_{y_1}}} & 1 \end{vmatrix};$$

$$\|B^0\| = \begin{vmatrix} 1 + \frac{r_w}{r_2} & r_g \\ \frac{r_g + r_2 + r_{g1}}{r_2 r_y} & 1 + \frac{r_g}{r_y} \end{vmatrix}$$

Вычислим (16) входные сопротивления четырех полюсников:

$$r_{ww}^g, r_{ww}^{y_1}, r_{ww}^{y_2}.$$

Тогда, на основании приведенных выше формул:

$$r_{ww}^g = r_{ww}^{y_1} = r_{ww}^{y_2} = \frac{(r_w + 2r_y)r_g + r_y(r_y + r_w)}{r_g + r_y + r_w} \quad (\text{последовательное соединение});$$

$$r_{ww}^g = r_{ww}^{y_1} = r_{ww}^{y_2} = \frac{r_g r_y (r_w + r_y) + r_w r_y^2}{r_y (r_y + 2r_w) + r_g (r_w + r_y)} \quad (\text{параллельное соединение}).$$

Принимая во внимание, что

$$r_w^0 = \sqrt{\frac{n_1}{m_1}},$$

получим окончательно для последовательного и параллельного соединений:

$$r_w^0 = r_{ww}^0 = r_{ww}^g = r_{ww}^{y_1} = r_{ww}^{y_2}. \quad (6)$$

В этом случае чувствительность схемы достигнет максимального значения, равного

$$(S_i)_0 = \frac{E}{r_y \left[ 1 + \sqrt{1 + 2 \left( \frac{r_g}{r_y} \right)} \right]^2} \quad (\text{последовательная схема});$$

$$(S_i)_0 = \frac{E}{\left[ \sqrt{2 + \frac{r_g}{r_y}} + \sqrt{\frac{r_g}{r_y}} \right]^2} \quad (\text{параллельная схема}).$$

### § 5. Компенсационная схема (рис. 8)

Было [Л. 1] показано, что чувствительность компенсационной схемы вычисляется по формуле:

$$(S_i)_0 = E_2 \frac{r_w (r_2 + r_{g1})}{(r_w + r_2 + r_{g1})^2} \frac{1}{\left[ r_y + \frac{r_1 r_{g1}}{r_1 + r_{g1}} + \frac{r_w (r_2 + r_{g1})}{r_w + r_2 + r_{g1}} \right]}.$$

Отсюда значения сопротивлений, которые соответствуют максимальному значению функции, можно найти, удовлетворяя систему уравнений:

$$\frac{\partial (S_1)_0}{\partial r_w} = 0, \quad \frac{\partial (S_1)_0}{\partial r_2} = 0.$$

Последнее приводит к следующим соотношениям:

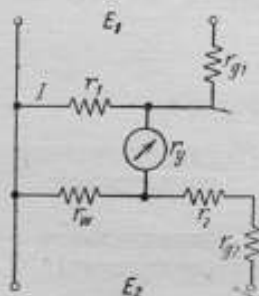


Рис. 8. Компенсационная схема для измерения сопротивлений

$$r_w = \sqrt{(r_2 + r_{g_2})} \sqrt{\frac{(r + r_y)(r_2 + r_{g_2})}{r_2 + r_{g_2} + r + r_y}};$$

$$r_2 + r_{g_2} = r_w \sqrt{\frac{r + r_y}{r_w + r + r_y}}.$$

Здесь

$$r = \frac{r_1 r_{g_1}}{r_1 + r_{g_1}}.$$

Вычислим теперь входное сопротивление компенсационной схемы по отношению к зажимам регулируемого сопротивления. Для вычисления воспользуемся коэффициентами матриц  $\|A\|$  и  $\|B\|$  [Л. 1]:<sup>1</sup>

$$\|A'\| = \begin{vmatrix} 1 + \frac{r_y}{r_2 + r_{g_2}} & r_y \\ \frac{1}{r_2 + r_{g_2}} & 1 \end{vmatrix}; \quad \|A''\| = \begin{vmatrix} 1 + \frac{r_2}{r + r_y} & r_2 \\ \frac{1}{r + r_y} & 1 \end{vmatrix};$$

$$\|B\| = \begin{vmatrix} 1 & r \\ \frac{1}{r_2 + r_{g_2}} & 1 + \frac{r}{r_2 + r_{g_2}} \end{vmatrix},$$

подставим эти значения в выведенные ранее формулы (16).

Тогда не представляет труда показать, что

$$(r_{ww}^{k'}) = (r_{ww}^{k'}) = r_{ww}^y = \frac{(r + r_y)(r_2 + r_{g_2})}{r_2 + r_{g_2} + r + r_y}.$$

Отсюда

$$r_w = \sqrt{r_2 + r_{g_2}} \sqrt{r_{ww}^y};$$

$$r_2 + r_{g_2} = r_w \sqrt{\frac{r + r_y}{r_w + r + r_y}};$$

<sup>1</sup> Вычисляя  $(r_{ww}^{k'})$  ( $\|A'\|$ ), вместо  $r_y$  следует подставить  $r$ .



Если допустить, что  $r_w < r + r_y$  (имеет место в большинстве случаев), то

$$r_w^0 = r_2^0 + r_{R2}^0.$$

Следовательно,

$$r_w^0 = r_{ww}^0 = (r_{ww}^k)^0 = (r_{ww}^k)^0,$$

что подтверждает приведенные выше общие соображения.

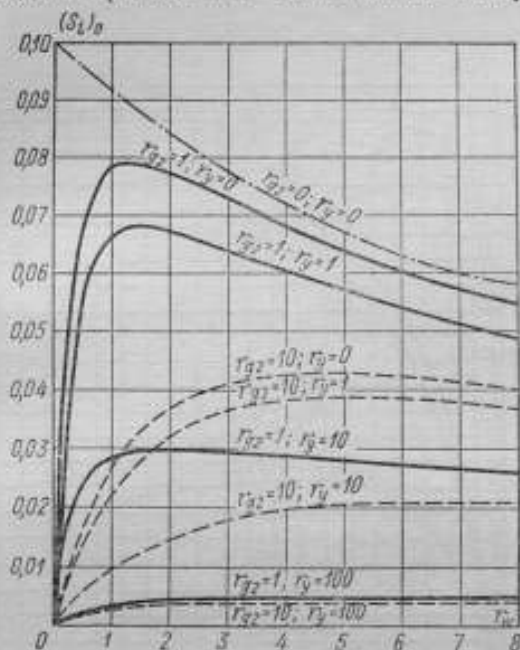


Рис. 9. График чувствительности по току компенсационной схемы, в зависимости от изменения ее параметров

В этом случае чувствительность схемы достигнет величины

$$(\dot{S}_1)_0 = \frac{E_2}{2} \frac{1}{2(r+r_y) + r_w^0} \approx \frac{E_2}{4} \frac{1}{(r+r_y)},$$

тогда как

$$r_w^0 = r_2^0 + r_y < r + r_y.$$

Однако, если изучать чувствительность полностью всего процесса измерения, т. е. результат сравнения двух сопротивлений:  $r_w$  и  $r_2$ , то необходимо считать

$$r_2 = r_w, \text{ т. е. } x_1 = 1.$$

В противном случае, при перемене местами сопротивлений  $r_w$  и  $r_2$ , чувствительность схемы будет изменяться, что приведет к понижению точности измерения.

Считая, на этом основании,  $x_1 = 1$ , для чувствительности схемы по току получим:

$$(S_i)_0 = E_y \frac{r_w (r_w + r_{g1})}{(2r_w + r_{g1})^2} \frac{1}{\left[ r + r_y + \frac{r_w (r_w + r_{g1})}{2r_w + r_{g1}} \right]}$$

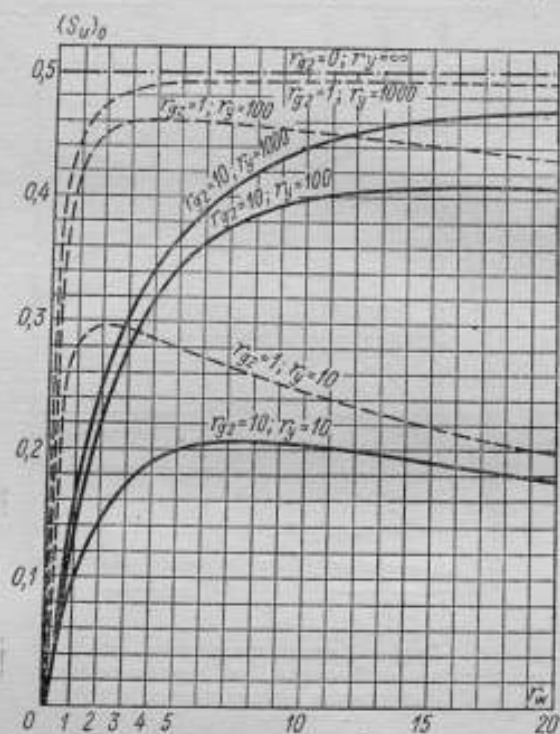


Рис. 10. Графики чувствительности по напряжению компенсационной схемы, в зависимости от изменения ее параметров

Чувствительность схемы убывает по мере возрастания  $x_1$  и не имеет максимума.

Отсюда можно видеть, что дальнейшим предметом исследования должна быть зависимость от сопротивления  $r_w$ , т. е.

$$(S_i)_0 = f(r_w)$$

(рис. 9 и рис. 10).

На основании общих правил, вычислив

$$\frac{\partial (S_i)_0}{\partial r_w} = 0,$$

приходим к следующему уравнению:

$$r_w^4 + 2r_{g_2} r_w^3 + r_{g_2}^2 r_w^2 - r_{g_2}^2 (r + r_y) r_w - \frac{1}{2} r_{g_2}^3 (r + r_y) = 0.$$

Откидывая отрицательное решение, как не имеющее физического смысла, получим:

$$\begin{aligned} r_w &= -\frac{r_{g_2}}{2} (1 - \sqrt{\Phi}) + \\ &+ \sqrt{\frac{r_{g_2}^2}{4} (1 - \sqrt{\Phi})^2 + \frac{r_{g_2}^2}{2} \sqrt{\Phi^2 + 2\left(\frac{r+r_y}{r_{g_2}}\right) - \frac{r_{g_2}^2}{2} \Phi}} = \\ &= \frac{r_{g_2}}{2} (\sqrt{\Phi} - 1) + \sqrt{\frac{r_{g_2}}{2} \sqrt{\Phi^2 + 2\left(\frac{r+r_y}{r_{g_2}}\right) - \frac{r_{g_2}^2}{2}} (\sqrt{\Phi} - 1)}, \end{aligned}$$

где для сокращения письма обозначено:

$$\Phi = \frac{2}{3} + \frac{1}{3} \sqrt{1 + \left(\frac{r+r_y}{r_{g_2}}\right)^2}.$$

Применительно к условиям эксплуатации можно считать

$$\Phi > 1.$$

Тогда

$$2 \cdot \left(\frac{r+r_y}{r_{g_2}}\right) \gg \Phi^2,$$

поэтому

$$r_w \approx \sqrt{\frac{r_{g_2}^2}{2} \sqrt{2\left(\frac{r+r_y}{r_{g_2}}\right)}} = \sqrt{r_{g_2} \sqrt{\frac{r_{g_2}(r+r_y)}{2}}} \neq r_{w0}.$$

Чувствительность схемы достигнет при этих условиях:

$$\left(\frac{S_i}{S_0}\right)_0 =$$

$$\begin{aligned} &= \frac{E}{(r+r_y)} \frac{1 + \sqrt{\frac{r_{g_2}}{r+r_y}}}{\left(2 + \sqrt{\frac{r_{g_2}}{r+r_y}}\right) \left[2 + \frac{r_{g_2}}{r+r_y} + \sqrt{\frac{r_{g_2}}{r+r_y}} \left(1 + \sqrt{\frac{r_{g_2}}{r+r_y}}\right)\right]} \approx \\ &\approx \frac{E_2}{2} \frac{1}{[2(r+r_y) + r_{g_2}]}. \end{aligned}$$

## § 6. Мостовая схема (рис. 2)

Чувствительность мостовой схемы, по сравнению с другими, зависит от наибольшего числа переменных.

Пользуясь обозначениями, указанными выше (табл. 1), напишем (1а):

$$(S_I)_0 = E \frac{x_1}{[r_y(1+x_1) + r_w(1+x_2)] \left[ (1+x_1) + x_2 \frac{x_1}{x_2} (1+x_2) \right]};$$

$$(S_u)_0 = E \frac{x_1}{[(1+x_1) + x_2(1+x_2)] \left[ (1+x_1) + x_2 \frac{x_1}{x_2} (1+x_2) \right]}$$

или в общей форме:

$$(S)_0 = f(r_w, x_1, x_2, x_3, x_4).$$

Однако, для простоты вычислений, в каждом отдельном случае будем исследовать выражения вида:

$$\Phi_1(r_w) = \frac{r_w}{m_1 r_w^2 + p_1 r_w + n_1} \quad (\text{рис. 11});$$

$$\Phi_2(x_1) = \frac{x_1}{m_2 x_1^2 + p_2 x_1 + n_2} \quad (\text{рис. 12});$$

$$\Phi_3(x_2) = \frac{x_2}{m_3 x_2^2 + p_3 x_2 + n_3} \quad (\text{рис. 13}).$$

Значения постоянных  $m_i$ ,  $p_i$ ,  $n_i$  здесь вычислены отдельно (табл. 3) для чувствительности по току  $(S_I)_0$  и чувствительности по напряжению  $(S_u)_0$ .

Произведем расчет мостовой схемы, задаваясь величинами э. д. с. генератора ( $E$ ) и сопротивлениями:  $r_w$ ,  $r_g$  и  $r_y$ .

Тогда система уравнений:

$$\frac{\partial \Phi_2}{\partial x_1} = 0, \quad \frac{\partial \Phi_3}{\partial x_2} = 0$$

дает:

$$x_1 = \sqrt{\frac{1 + \frac{r_w}{r_y}(1+x_2)}{1 + \frac{r_g}{r_w} \left( \frac{1+x_2}{x_2} \right)}}; \quad x_2 = \sqrt{\frac{1 + \frac{r_y}{r_w}(1+x_1)}{1 + \frac{r_w}{r_g} \left( \frac{1+x_1}{x_1} \right)}}.$$

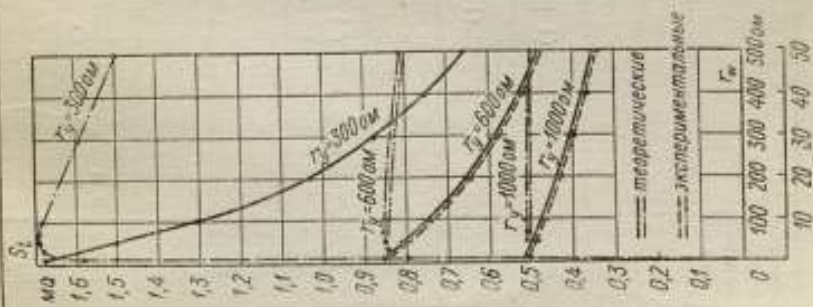


Рис. 11. Графики чувствительности по току мостовой схемы в зависимости от изменения ее параметров ( $\gamma_m$ )

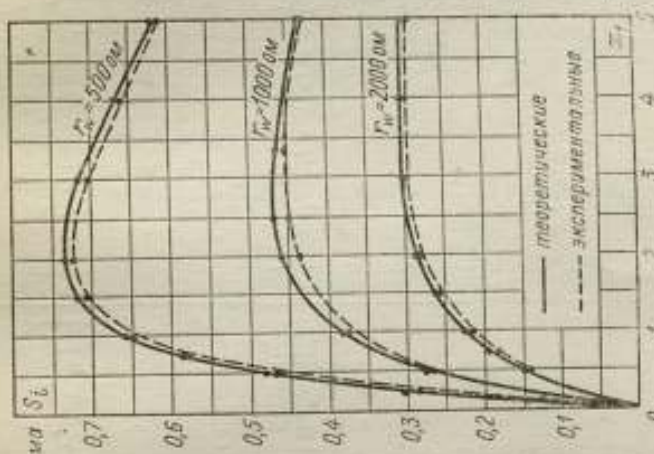


Рис. 12. Графики чувствительности по току мостовой схемы в зависимости от изменения отношения сопротивлений плеч ( $\xi_1$ ) моста

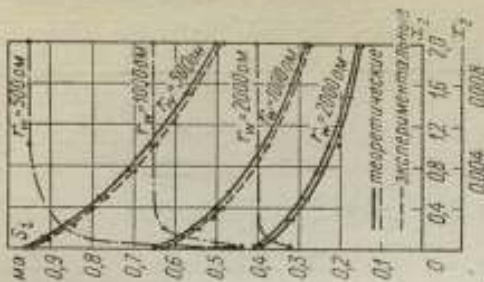


Рис. 13. Графики чувствительности по току мостовой схемы в зависимости от изменения отношения сопротивлений плеч ( $\xi_2$ ) моста



| Обозначение постоянных | Значение постоянных                                                                                                                                                               |                                                                                                                                                                                             |
|------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|                        | $(S_1)_{10}$                                                                                                                                                                      | $(S_{11})_0$                                                                                                                                                                                |
| $m_1$                  | $(1+x_2)(1+x_3)$                                                                                                                                                                  | $(1+x_1)(1+x_2)$                                                                                                                                                                            |
| $p_1$                  | $(1+x_1)^2 + (1+x_2)^2 \frac{x_3}{x_2} \frac{x_4}{x_5}$                                                                                                                           | $(1+x_1)^2 + (1+x_2)^2 \frac{x_1}{x_2} x_3 x_4$                                                                                                                                             |
| $h_1$                  | $(1+x_1)(1+x_2) \frac{x_1}{x_3} r g^2 y$                                                                                                                                          | $(1+x_1)(1+x_2) \frac{x_1}{x_3} r g^2 y$                                                                                                                                                    |
| $m_2$                  | $1+x_3 \left( \frac{1+x_2}{x_2} \right)$                                                                                                                                          | $1+x_3 \left( \frac{1+x_2}{x_2} \right)$                                                                                                                                                    |
| $p_2$                  | $2 \left\{ 1 + \frac{1}{2} \frac{x_3}{x_2} \left( \frac{1+x_2}{x_2} + \frac{1}{2} \frac{1}{x_4} \right) \left[ 1 + x_3 \left( \frac{1+x_2}{x_2} \right) \right] \right\}$         | $2 \left\{ 1 + \frac{1}{2} \frac{x_3}{x_2} \left( \frac{1+x_2}{x_2} \right) + \frac{1}{2} x_1 (1+x_2) \left[ 1 + x_3 \left( \frac{1+x_2}{x_2} \right) \right] \right\}$                     |
| $n_2$                  | $1 + \frac{1}{x_4} (1+x_2)$                                                                                                                                                       | $1+x_4(1+x_2)$                                                                                                                                                                              |
| $m_3$                  | $1 + \frac{1}{x_3} \left( \frac{1+x_1}{x_1} \right)$                                                                                                                              | $1 + \frac{1}{x_3} \left( \frac{1+x_1}{x_1} \right)$                                                                                                                                        |
| $p_3$                  | $2 \left\{ 1 + \frac{1}{2} \frac{x_3}{x_1} \left( \frac{1+x_1}{x_1} \right) + \frac{1}{2} x_4 (1+x_2) \left[ 1 + \frac{1}{x_3} \left( \frac{1+x_1}{x_1} \right) \right] \right\}$ | $2 \left\{ 1 + \frac{1}{2} \frac{x_3}{x_1} \left( \frac{1+x_1}{x_1} \right) + \frac{1}{2} \frac{1}{x_4} (1+x_2) \left[ 1 + \frac{1}{x_3} \left( \frac{1+x_1}{x_1} \right) \right] \right\}$ |
| $n_3$                  | $1+x_4(1+x_1)$                                                                                                                                                                    | $1 + \frac{1}{x_4} (1+x_1)$                                                                                                                                                                 |

При совместном решении получим:

$$x_1^2 x_2 \left(1 + \frac{r_x}{r_w}\right) + \frac{r_x}{r_w} x_1^2 - \frac{r_w}{r_y} x_2^2 - \left(1 + \frac{r_w}{r_y}\right) x_2 = 0,$$

$$x_2^2 x_1 \left(1 + \frac{r_w}{r_y}\right) + \frac{r_w}{r_y} x_2^2 - \frac{r_y}{r_w} x_1^2 - \left(1 + \frac{r_y}{r_w}\right) x_1 = 0$$

или, пользуясь обозначениями табл. 3 ( $x_4$  берем для  $S_1$ ):

$$x_1^2 x_2 (1 + x_4) + x_2 x_1^2 - \frac{1}{x_4} x_2^2 - \left(1 + \frac{1}{x_4}\right) x_2 = 0;$$

$$x_2^2 x_1 \left(1 + \frac{1}{x_4}\right) + \frac{1}{x_4} x_2^2 - x_4 x_1^2 - (1 + x_4) x_1 = 0.$$

Последнее перепишем:

$$x_1^2 x_2 (1 + x_4) x_4 + x_2 x_4 x_1^2 - x_2^2 - (1 + x_4) x_2 = 0;$$

$$x_2^2 x_1 (1 + x_4) - x_4 x_4 x_1^2 - x_2^2 - (1 + x_4) x_1 x_2 = 0.$$

Введем подстановку:

$$x_1 x_2 = \mu, \quad \frac{x_2}{x_1} = \sigma;$$

тогда

$$x_1 = \pm \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}}, \quad x_2 = \pm \sqrt{\mu\sigma}.$$

Отбрасывая отрицательные знаки как не соответствующие физическому смыслу,

$$\mu \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} \rho x_4 + \frac{\mu}{\sigma} x_4 x_4 - \mu\sigma - \delta \sqrt{\mu\sigma} = 0, \quad (7)$$

$$\mu \sqrt{\mu\sigma} - \frac{\mu}{\sigma} x_4 x_4 - \mu\sigma - \delta \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} x_4 = 0, \quad (7a)$$

где для сокращения письма обозначено:

$$\rho = 1 + x_4; \quad \delta = 1 + x_4.$$

Произведем следующие действия, необходимые при совместном решении приводимых уравнений:

$$(7^a) \times \sigma + (7^b) \times \sigma; \quad (7^a) \times \sigma^2 + (7^b) \times \sigma x_4.$$

Тогда

$$\mu\rho\sqrt{\mu\sigma}(\sigma+x_4)-\delta\sqrt{\mu\sigma}(\sigma+x_3)=0;$$

$$\sqrt{\mu}(x_3x_4-\sigma^2)[\sqrt{\mu}(\sigma+x_4)+\delta\sqrt{\sigma}]=0.$$

Отбрасывая решения  $\mu=0$ ;  $\sigma=0$ ,

которые не имеют физического смысла, получим:

$$\mu\rho(\sigma+x_4)-\delta(\sigma+x_3)=0; x_3x_4-\sigma^2=0.$$

Решение этих уравнений дает:

$$\mu = \frac{\sigma+x_3}{\sigma+x_4} \frac{\delta}{\rho}; \quad \sigma = \sqrt{x_3x_4}$$

или

$$\mu = \sqrt{\frac{x_3}{x_4} \frac{1+x_4}{1+x_3}}; \quad \sigma = \sqrt{x_3x_4}. \quad (8)$$

Подставляя сюда (8) величины, соответствующие принятым обозначениям (табл. 2), получим:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= \sqrt{\frac{r_w}{r_y} \frac{r_w+r_y}{r_w+r_g}}; \\ x_2 &= \sqrt{\frac{r_g}{r_w} \frac{r_w+r_y}{r_w+r_g}}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Выражение (9) совпадает с результатом, указанным Хевисайдом [Л. 3].

Чувствительность схемы, которая достигается при соблюдении условий (9), будет:

$$(S_I)_0 = \frac{E}{4} \frac{1}{(\sqrt{r_g} + \sqrt{r_y})^2} \frac{1}{\left[1 + \frac{V(1+x_3)(1+x_4)}{\sqrt{x_3} + \sqrt{x_4}}\right]^2};$$

$$(S_u)_0 = \frac{E}{4} \frac{r_y}{(\sqrt{r_g} + \sqrt{r_y})^2} \frac{1}{\left[1 + \frac{V(1+x_3)(1+x_4)}{1 + \sqrt{x_3x_4}}\right]^2} \frac{1}{\sqrt{\frac{1+x_4}{1+x_3}}}.$$

Перейдем теперь ко второму варианту расчета. Здесь задаются величинами сопротивлений генератора и индикатора ( $r_g$  и  $r_y$ ), определяя все остальные элементы схемы.

Как указывалось, в данном случае необходимо совместно удовлетворить системе уравнений:

$$\frac{\partial \Phi_1}{\partial r_w} = 0, \quad \frac{\partial \Phi_2}{\partial x_1} = 0; \quad \frac{\partial \Phi_2}{\partial x_2} = 0,$$

что даст:

$$r_w^0 = \sqrt{r_g r_y}; \quad x_1^0 = 1; \quad x_2^0 = 1. \quad (10)$$

Если рассматривать частный случай и положить  $r_g = r_y$ , то на основании уравнений (10) легко получить

$$r_w = r_2 = r_3 = r_4 = r_g = r_y. \quad (10a)$$

Последнее соответствует одному из указанных выше (4) решений.

Теперь вернемся к уравнениям (10) и найдем их физический смысл. Для этого воспользуемся значениями коэффициентов общих матриц  $\|A\|$  и  $\|B\|$ , соответствующих мостовой схеме.

Как известно, коэффициенты матриц  $\|A\|$  и  $\|B\|$  для случая мостовой схемы имеют вид:

$$A_{11} = \frac{r_w \left(1 + x_2 + \frac{1}{x_1}\right) + r_y (1 + x_1)}{r_w (1 + x_2) + r_y (1 + x_1)};$$

$$A_{12} = r_w \frac{\frac{x_2}{x_1} (1 + x_2) r_w + r_y \left(1 + 2x_2 + 2\frac{x_2}{x_1}\right) + \frac{r_y}{r_w} (1 + x_2)}{[r_w (1 + x_2) + r_y (1 + x_1)] [r_w (1 + x_1) + r_y]};$$

$$A_{21} = \frac{1}{r_w} \frac{r_w x_1 (1 + x_2) + x_1 r_y}{r_w x_1 (1 + x_2) + x_2 r_y (1 + x_1)};$$

$$A_{22} = \frac{r_w (1 + x_2) + r_y \left(1 + x_1 + \frac{1}{x_2}\right)}{[r_w (1 + x_2) + r_y (1 + x_1)]};$$

$$B_{11} = \frac{r_w \frac{x_2}{x_1} (1 + x_2) + r_g (1 + x_1 x_2 + x_2)}{r_w \frac{x_2}{x_1} (1 + x_1) + r_g (1 + x_2)};$$

$$B_{12} = r_w \frac{\frac{r_g}{r_w} \frac{x_1}{x_2} (x_1 + x_2 + 2 + x_1 x_2) + \frac{x_2}{x_1} (1 + x_2) + \left(\frac{r_g}{r_w}\right) (1 + x_2)}{\left[\left(1 + \frac{1}{x_1}\right) x_2 + \frac{x_1}{x_2} \frac{r_g}{r_w}\right] \left[\left(1 + \frac{1}{x_1}\right) + \frac{r_g}{r_w} x_1 \left(1 + \frac{1}{x_2}\right)\right]};$$

$$B_{21} = \frac{1}{r_w} \frac{r_w x_2 (1 + x_1) + r_g x_1}{r_w \frac{x_2}{x_1} (1 + x_1) + r_g (1 + x_2)};$$

$$B_{22} = \frac{r_w \left(1 + \frac{1}{x_1} + x_2\right) x_2 + r_g (1 + x_2)}{r_w \frac{x_2}{x_1} (1 + x_1) + r_g (1 + x_2)}.$$

Принимая во внимание (10), получим:

$$\|A\| = \left\| \begin{array}{c} \frac{2r_w + 3r_g}{2(r_g + r_w)} \\ \frac{2r_g + r_w}{2r_g + 3r_w} \\ \frac{2r_w(r_g + r_w)}{2(r_g + r_w)} \end{array} \right. \left. \begin{array}{c} r_w \frac{2(r_g^2 + r_w^2) + 5r_g r_w}{2(2r_g + r_w)(r_g + r_w)} \\ \frac{2r_g + 3r_w}{2(r_g + r_w)} \end{array} \right\|$$

$$\|B\| = \left\| \begin{array}{c} \frac{2r_w + 3r_g}{2(r_g + r_w)} \\ \frac{2r_w + r_g}{2r_w + 3r_g} \\ \frac{2r_w(r_w + r_g)}{2(r_g + r_w)} \end{array} \right. \left. \begin{array}{c} r_w \frac{2(r_g^2 + r_w^2) + 5r_g r_w}{2(2r_w + r_g)(r_g + r_w)} \\ \frac{2r_g + 3r_w}{2(r_g + r_w)} \end{array} \right\|$$

Или, пользуясь обозначениями табл. 1:

$$\|A\| = \left\| \begin{array}{c} 1 + \frac{1}{2} \frac{x_1}{1 + x_1} \\ \frac{1}{r_w} \left[ 1 - \frac{1}{2} \frac{1}{(1 + x_1)} \right] \end{array} \right. \left. \begin{array}{c} r_w \left[ 1 - \frac{1}{2} \frac{x_2}{(1 + x_2)} \right] \\ 1 + \frac{1}{2} \times \frac{1}{(1 + x_2)} \end{array} \right\|$$

$$\|B\| = \left\| \begin{array}{c} 1 + \frac{1}{2} \frac{x_2}{(1 + x_2)} \\ \frac{1}{r_w} \left[ 1 - \frac{1}{2} \frac{x_1}{(1 + x_1)} \right] \end{array} \right. \left. \begin{array}{c} r_w \left[ 1 - \frac{1}{2} \frac{1}{(1 + x_1)} \right] \\ 1 + \frac{1}{2} \frac{1}{(1 + x_1)} \end{array} \right\|$$

Подставляя теперь эти значения в формулы для входных сопротивлений четырехполюсников, можно получить:

$$r_w = r_{ww}; \quad r_{ww} = r_{gg} = r_{yy}, \quad (106)$$

что является полным решением задачи и согласуется с отмеченными выше соображениями.

При выполнении условий (10) чувствительность мостовой схемы достигает значения:

$$(\dot{S}_i)_0 = \frac{E}{4} \frac{1}{(\sqrt{r_g} + \sqrt{r_y})^2}; \quad (\dot{S}_a)_0 = \frac{E}{4} \frac{r_y}{(\sqrt{r_g} + \sqrt{r_y})^2}.$$

### Заключение

Приведенные выше данные расчета схем постоянного тока могут быть обобщены в виде следующих положений:

1. Сохраняя постоянной одну из величин, характеризующих действие источника тока, можно, подбирая различные соотношения между сопротивлениями элементов данной цепи, изменять чувствительность схемы и получать семейства кривых.

2. Если параметры генератора и индикатора ( $r_g$  и  $r_y$ ) сохраняются постоянными при изменении всех остальных электриче-



ских элементов установки постоянного тока, то чувствительность:

а) простой схемы достигает своего максимума в том случае, если регулируемое сопротивление ( $r_w$ ) будет выбрано равным общему сопротивлению остальной части цепи относительно тех же зажимов, т. е.  $r_w = r_{ww}$  [уравнение (5)];

б) сложной схемы (мостовой) при тех же условиях, но с добавлением равенства между собой всех входных сопротивлений многополюсника, т. е.  $r_{ww} = r_{gg} = r_{yy}$  (уравнение (10б)).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. И. Н. Кротков, Чувствительность электрических измерительных цепей, Труды ВНИИМ, 6,66, 1949.
2. И. Н. Кротков, Применение дифференциального гальванометра для измерения сопротивлений, Труды ВНИИМ, 21,37, 1939.
3. Г. Г. Гинкин, Справочник по радиотехнике, Госэнергоиздат, 1949.
4. И. Н. Кротков, Чувствительность электрических измерительных цепей, "Электричество", 1949, № 10.

И. Н. КРОТКОВ

## КЛАССИФИКАЦИЯ МОСТОВЫХ СХЕМ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКОВ

### § 1. Постановка задачи

Мостовые электрические схемы, идея использования которых была предложена еще в 1833 г., находят исключительно большое применение для различных целей электрометрии, в устройствах связи, автоматики, радиотехники и др.

Число этих схем настолько велико, а применение разнообразно, что для рационального выбора какой-либо из них, соответственно поставленной задаче, оказывается необходимым пользоваться специальной классификацией мостов.

В литературе по вопросам электрических измерений известно несколько статей, посвященных классификации мостов [Л. 1]. Эти материалы не нашли применения, мало способствуя правильному выбору мостовой схемы.

В последнее время появилась очень интересная работа [Л. 2], содержащая разделение мостов по виду и расположению плеч схемы. Данное разделение несомненно имеет практический интерес, облегчая выбор нужной схемы. Однако указанной системой еще не предусмотрены схемы с взаимной индуктивностью и резонансные мосты.

Предметом настоящей работы является краткое изложение способа классификации мостов и их отдельных схем, разработанного автором настоящей статьи еще в 1947 г. [Л. 3].

### § 2. Некоторые общие сведения о мостовых измерительных схемах

В работе рассматриваются четырехплечные мостовые схемы, предназначенные для измерения параметров электрических цепей ( $R, L, M, C$ ) (рис. 1). Предполагается, что, пользуясь методом эквивалентных преобразований, можно привести к четырехплечному виду любую более сложную мостовую схему.

Как известно, условие равновесия мостовой схемы (рис. 1) определяется следующим соотношением между ее элементами:

$$z = a \pm jb = z_1 z_2 - z_3 z_4 = 0. \quad (1)$$

Если же имеет место магнитная связь между плечами моста, то условие равновесия принимает вид:

$$z_1 z_3 - z_2 z_4 + j\omega M_{ik} f(z_1, \dots, z_4, M_{ik}) = 0, \quad (1a)$$

где  $M_{ik}$  — взаимная индуктивность между элементами схемы ( $ik$ ).

В табл. 1 приведены выражения, вычисленные Карапетовым, определяющие

$$f(z_1, \dots, z_4, M_{ik})$$

в зависимости от вида магнитной связи.

Как известно, четырехплечный мост, используемый для целей измерения, должен иметь одно плечо ( $z_x$ ), параметры которого являются неизвестными, и остальные три плеча, составленные из известных (образцовых) элементов. Отметим, что „образцовые“ элементы моста могут играть различную роль при достижении равновесия схемы и конструктивном оформлении всей установки. Из них здесь мы отдельно выделяем „основной образец“ ( $z_0$ ), считая, что составляющие его величины должны выбираться в соответствии с объектом измерения, будучи часто плавнопеременными.

Два остальных образцовых элемента ( $z_g, z_{g+1}$ ) или ( $z_g, z_{g+2}$ ) (рис. 2 и рис. 3) будем называть „элементами диапазона“. Обычно „элементы диапазона“ выполняются в виде постоянных или изменяющихся ступенями сопротивлений, выбираемых в зависимости от диапазона измеряемой величины ( $z_x$ ).

Как известно [Л. 1], в зависимости от способа расположения образцовых элементов мостовые схемы разделяются на две большие группы:

- 1) мосты „отношения“ (рис. 2);
- 2) мосты „произведения“ (рис. 3).

Однако разделение мостов в зависимости от способа расположения и вида образцовых элементов еще недостаточно определяет их свойства.

Ввиду этого возникла система классификации [Л. 3], основывающаяся не только на способе размещения элементов схемы и их виде, но учитывающая, кроме того:

- а) основное назначение схемы,
- б) предел измерений схемы,

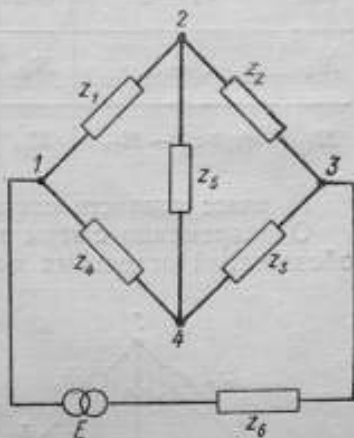


Рис. 1. Простая мостовая четырехплечная схема

Значения  $f(z_1, \dots, z_4, M_{ik})$  при различных случаях магнитной связи между плечами моста

| $M_{ik}$ | $f(z_1, \dots, z_4, M_{ik})$ | $M_{ik}$ | $R(z_1, \dots, z_4, M_{ik})$ | $M_{ik}$ | $f(z_1, \dots, z_4, M_{ik})$ |
|----------|------------------------------|----------|------------------------------|----------|------------------------------|
| $M_{12}$ | $z_0 - z_4$                  | $M_{15}$ | $z_1 + z_4$                  | $M_{16}$ | $z_5 + z_4$                  |
| $M_{23}$ | $z_1 - z_4$                  | $M_{26}$ | $z_3 + z_4$                  | $M_{26}$ | $z_1 + z_4$                  |
| $M_{34}$ | $z_1 - z_5$                  | $M_{35}$ | $z_1 + z_5$                  | $M_{30}$ | $z_1 + z_4$                  |
| $M_{14}$ | $z_2 - z_5$                  | $M_{47}$ | $z_1 + z_5$                  | $M_{46}$ | $z_2 + z_3$                  |
| $M_{13}$ | $(z_2 + z_4) - M_{13}$       | $M_{24}$ | $z_1 + z_5 - M_{34}$         | $M_{50}$ | $z_1 + z_2 + z_3 + z_4$      |

в) класс точности схемы.

Одновременно с этим предлагается такая система условных обозначений отдельных видов мостовых схем, которая оказа-

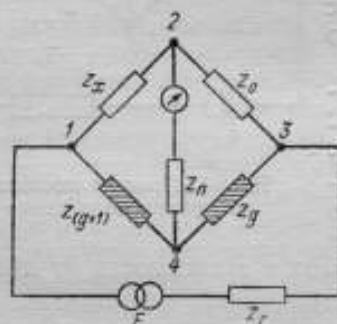


Рис. 2. Простая мостовая четырехплечная схема при расположении «элементов диапазона» в смежных плечах

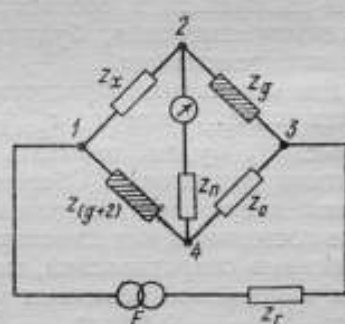


Рис. 3. Простая мостовая четырехплечная схема при расположении «элементов диапазона» в противолежащих плечах

лась бы наиболее полезной при воспроизведении самой схемы и определении ее свойств.

Рассматривая мосты переменного тока, имея в виду назначение схемы, будем выделять в качестве «основной» ту из величин ( $L$ ,  $M$ ,  $C$ ), которая непосредственно определяется в процессе данного измерения. Попреемму различая мосты «отношения» и «произведения», дополнительно разделим их по «системам».

Выбор системы определится в зависимости от того:

а) какой из параметров электрического сопротивления ( $z_x$ ) считают „основным“ в процессе измерения;

б) какой из параметров электрического сопротивления ( $z_0$ ) считают „основной“ частью образца;

в) какие сопротивления приняты за элементы диапазона.

Естественно, что пп. „а“ и „б“ являются до известной степени связанными фазовыми соотношениями мостовой схемы.

Каждой системе моста присваивается определенное условное обозначение и наименование.

Мосты „отношения“ (рис. 2) условно обозначаются в виде „доби“. Числитель этой дроби указывает на вид величины, подлежащей измерению, в том смысле, как это отмечалось выше. Знаменатель определяет выбранную нами образцовую величину. Все выражение дроби помещается в скобках, снабженных индексом, который указывает на вид элементов диапазона.

Например мост, предназначенный для измерения индуктивности  $L_x$  и имеющий активные сопротивления в качестве элементов диапазона, где сравнивается образцовая индуктивность, будет обозначаться:

$$\left(\frac{L}{L}\right) \frac{R}{R} \text{ и т. д.}$$

Мосты „произведения“ (рис. 3) условно обозначаются также в виде произведения. Первый из множителей этого „произведения“ указывает на вид величины, подлежащей измерению, в том смысле, как это отмечалось выше. Второй член „произведения“ определяет образцовую величину. Все выражение произведения помещается в скобках, снабженных индексом, который указывает на вид отдельных элементов диапазона.

Например мост, предназначенный для измерения индуктивности ( $L_x$ ), где сравнивается образцовая емкость ( $C_0$ ), и имеющий активные сопротивления в качестве элементов диапазона, обозначается:

$$\left(L \times \frac{1}{C}\right) R \times R.$$

В табл. 2 приводятся различные мостовые измерительные схемы, разделенные по системам. В таблице приведено обозначение систем мостов, которые разделяются далее по схемам. Каждая схема моста имеет свое определенное обозначение. Условное обозначение мостовой схемы включает все составляющие ее элементы в том виде, как они фактически собраны. Данное обстоятельство, с нашей точки зрения, должно значительно упростить задачу воспроизведения и выбора необходимой схемы. Переставление местами отдельных букв условных обозначений ( $R, L, C$ ) изменяет последовательность их включения.



Пересечение букв стрелкой должно указывать на параметр, являющийся переменным в процессе уравнивания.

Наконец, для того чтобы судить о пределах измерения моста ( $z_x$ ), условное обозначение „системы“ дополняется верхним и нижним пределами, определяющими величину диапазона.

Например мост, предназначенный для измерения индуктивности в пределах от 1 мкГн до 1 Гн, обозначается:

$$\left( \frac{L}{L} \right) \cdot \frac{R}{R} \left| \begin{array}{l} 1 \text{ Гн} \\ 1 \text{ мкГн} \end{array} \right.$$

Сопоставляя свойства мостовых схем и принятую систему обозначений, следует отметить:

а) числитель и знаменатель условного обозначения моста „отношения“ составляются из параметров электрических цепей, образующих реактивные сопротивления одного знака;

б) сомножители условного обозначения моста „произведения“ составляются из параметров электрических цепей, образующих реактивные сопротивления разных знаков.

Как можно видеть из табл. 2, мосты одной системы характеризуются определенной расчетной формулой, связывающей элементы схемы, соответственно моменту равновесия.

Так, например, в тех случаях, когда сравниваются параметры электрической цепи, соответствующие реактивным сопротивлениям одного знака (например, индуктивность и индуктивность, емкость и емкость), применяя „элементы диапазона“ в виде сопротивлений, размещенных в смежных плечах, будем пользоваться:

$$\frac{L_x}{L_0} = \frac{R_{g+1}}{R_g} (1 + \sigma_L)$$

или

$$\frac{C_x}{C_0} = \frac{R_g}{R_{g+1}} (1 + \sigma_C).$$

При сравнении параметров электрической цепи, соответствующих реактивным сопротивлениям различных знаков (например индуктивность и емкость, взаимная индуктивность и емкость), применяя элементы диапазона в виде сопротивлений, размещенных в противоположных плечах, будем пользоваться:

$$\left( L_x \times \frac{1}{C_0} \right) = R_g R_{g+2} (1 + \sigma_{LC}).$$

Из табл. 2, где приводятся значения безразмерных коэффициентов  $\sigma$ , следует, что последние зависят от вида схемы моста. Для простейших четырехплечных схем мостов, как можно видеть,

$$\sigma = 0.$$

Таблица 2

Примеры применения элементов новой классификации и системы обозначений к мостам постоянного и переменного тока

| № | Схема моста | Новые обозначения             |                                           | $R_e(\alpha)=0$<br>или<br>$I_m(\alpha)=0$                          | $\sigma$ |
|---|-------------|-------------------------------|-------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------|----------|
|   |             | Система                       | Схема                                     |                                                                    |          |
| 1 |             | $(\frac{R}{R})$               | $\frac{R}{R}$                             | $R_1 = \frac{R_2}{R_3} (1 + \sigma)$                               | 0        |
| 2 |             | $(\frac{R}{R})$               | $\frac{R_1}{R_2} \frac{R_3}{R_4} R_5 R_6$ | 0<br>при условии<br>$\frac{R_5}{R_6} = \frac{R_4}{R_3}$            |          |
| 3 |             | $(\omega^2 LC) (\frac{R}{R})$ | $(\frac{L, C, R}{R})$                     | $\omega^2 LC (\frac{R_1}{R_2}) (1 + \sigma)$                       | 0        |
| 4 |             | $(\frac{L, R, C}{R})$         | $\frac{R}{R}$                             | $-\left( \frac{1}{1 + \omega C_1^2 \frac{R_2 R_4}{R_1^2}} \right)$ |          |

| № | Схема моста | Новые обозначения |                                                            | $R_p(\alpha) = 0$<br>или<br>$I_m(\alpha) = 0$                                                                                 | б |
|---|-------------|-------------------|------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---|
|   |             | Система           | Схема                                                      |                                                                                                                               |   |
| 5 |             |                   | $\left( \frac{L_2 R}{L_1 R} \right) \frac{R}{R}$           | 0                                                                                                                             |   |
| 6 |             |                   | $\left[ \frac{R/L}{L/R} \right] \frac{R/L}{R/L} M(III-IV)$ | <p>0<br/>при условии:</p> $L_4 = A^2 L_3$ $M = \sqrt{L_3 L_4} = AL_3$ $R_4 = AR_3$                                            |   |
| 7 |             |                   | $\frac{L_1 R}{L_2 R} \frac{R/C}{R/C}$                      | <p>0<br/>при условии:</p> $\text{tg } \varphi_m = \text{tg } \varphi_n$                                                       |   |
| 8 |             |                   | $\left[ \frac{L_1 R}{(L_2 R) R} \right] \frac{R}{R}$       | $\frac{R_2^2 (2 + \frac{R_2}{R_1})^2 + \omega^2 \frac{L_2^2}{R_1^2}}{1 + (\frac{R_2}{R_1})^2 + \omega^2 \frac{L_2^2}{R_1^2}}$ |   |

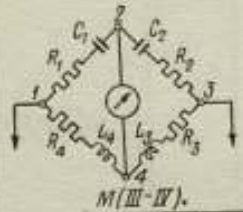
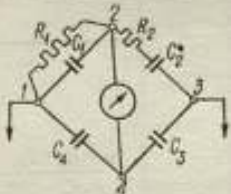

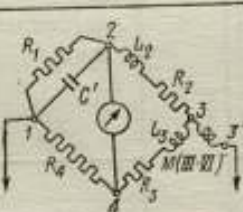
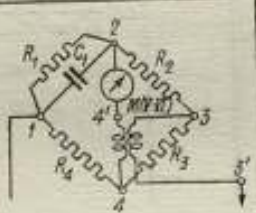
| №  | Схема цепи | Новое обозначение                      |                                                                                                 | $R_p(\alpha)=0$<br>или<br>$I_m(\alpha)=0$ | $\sigma$                                                 |
|----|------------|----------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------|----------------------------------------------------------|
|    |            | Система                                | Схема                                                                                           |                                           |                                                          |
| 9  |            |                                        | $\left(\frac{L_1 M_1 v_1 R}{R}\right) \frac{R}{R}$                                              |                                           | $\frac{R_1}{R_4}$                                        |
| 10 |            |                                        | $\left[\left(\frac{L_2 R}{R}\right) \frac{R}{R}\right] \frac{R}{R} (M_2 v_2)^2$                 |                                           | $\frac{R_3}{R_4} + \frac{R_1 + R_2}{R_4}$                |
|    |            | $\left(\frac{L}{M}\right) \frac{R}{R}$ |                                                                                                 | $\frac{L_1 R_2}{M R_3} (1 + \sigma)$      |                                                          |
| 11 |            |                                        | $\left[\left(\frac{L_1 M_1 v_1 R}{R}\right) \frac{R}{R}\right] (R_1)^2$                         |                                           | $\frac{R_3}{R_4} - \frac{R_2 + R_3}{R_5}$                |
| 12 |            |                                        | $\left[\left(\frac{R}{R}\right) \frac{R}{R}\right] \frac{R}{R} \frac{(M_2 v_2)^2}{(M_2 v_2)^2}$ |                                           | 0<br>при условии:<br>$\frac{L_2}{L_3} = \frac{R_4}{R_5}$ |
|    |            | $\left(\frac{M}{M}\right) \frac{R}{R}$ |                                                                                                 |                                           |                                                          |



| №  | Схема моста | Новое обозначение                          |                                                            | $R_0(\infty)=0$<br>или<br>$I_m(\infty)=0$      | $\delta$                                                                         |
|----|-------------|--------------------------------------------|------------------------------------------------------------|------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------|
|    |             | Система                                    | Схема                                                      |                                                |                                                                                  |
| 13 |             |                                            | $\left(\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}\right) \frac{R}{R}$         |                                                | 0                                                                                |
| 14 |             |                                            | $\left(\frac{C_1 R_1 R_2}{C_2 R_2 R_1}\right) \frac{R}{R}$ |                                                | 0                                                                                |
| 15 |             | $\left(\frac{C_1}{C_2}\right) \frac{R}{R}$ | $\left(\frac{C_1 R_1 R_2}{C_2 R_2 R_1}\right) \frac{R}{R}$ | $\frac{C_1}{C_2} = \frac{R_1}{R_2} (1+\delta)$ | 0<br>при условии:<br>$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3}$                         |
| 16 |             |                                            | $\left(\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}\right) \frac{R}{R C_3}$     |                                                | 0<br>при условии:<br>$\text{tg } \delta_{\Sigma} \rightarrow 0$                  |
| 17 |             |                                            | $\left(\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}\right) \frac{L_1 R}{L_2 R}$ |                                                | 0<br>при условии:<br>$\text{tg } \varphi_{\Sigma} = \text{tg } \varphi_{\Sigma}$ |



| №  | Схема моста | Новые обозначения                            |                                                                  | $R_e(\alpha)=0$<br>или<br>$I_m(\alpha)=0$                                                                                                  | $\sigma$ |
|----|-------------|----------------------------------------------|------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------|
|    |             | Система                                      | Схема                                                            |                                                                                                                                            |          |
| 18 |             |                                              | $\left[ \frac{C_1 R_1}{(C_1 R_1) R} \right] R$                   | $\frac{1}{R_2^2} \left[ R_2^2 + 2R_2 R_2' + \frac{1}{\omega^2 C_2^2} \right]$                                                              |          |
| 19 |             |                                              | $\left[ \frac{C_1 R_1}{\beta_2^2 (R_1 C_1)} \right] \frac{R}{R}$ | $R' \frac{R_2 + R_4}{R_2 R_4 - R_2^2 R_3}$                                                                                                 |          |
|    |             | $\left( \frac{C_1}{C_2} \right) \frac{R}{R}$ |                                                                  | $\frac{C_1 R_2}{C_2 R_3} (1 - \sigma)$                                                                                                     |          |
| 20 |             |                                              | $\left[ \frac{C_1 R_1}{\beta_2^2 (C_1 R_1)} \right] \frac{R}{R}$ | $2 \frac{R_2}{R_3}$<br>при условии:<br>$R_2 = R_3$                                                                                         |          |
| 21 |             |                                              | $\left[ \frac{C_1 M (1 - \beta) R}{C_1 R} \right] \frac{R}{R}$   | $\omega^2 \frac{M(1-\beta) R_2 C_2}{R_4 + \omega^2 M(1-\beta) R_2 C_2}$<br>при условии:<br>$L_1 = M(1-\beta) < M(1-\beta) \frac{R_2}{R_3}$ |          |

| №  | Схема моста                                                                                                                                  | Новое обозначение |                                             | $R_0(\alpha)=0$<br>или<br>$I_m(\omega)=0$                                                        | $\sigma$                                                                                                                                             |
|----|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------|---------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
|    |                                                                                                                                              | Система           | Схема                                       |                                                                                                  |                                                                                                                                                      |
| 22 |  <p style="text-align: center;"><math>M(III-IV)</math>.</p> |                   | $(\frac{C}{L}) \frac{1}{L}$                 | $(\frac{C,R}{L,R}) \frac{L_3}{L_4} (M_{III-IV})$                                                 | $0$<br>при условии:<br>$L_4 = A^2 L_3$<br>$M = \sqrt{L_3 L_4} = A L_3$<br>$R_4 = A R_3$                                                              |
| 23 |                                                             |                   | $(\frac{C}{C}) \frac{C}{C}$                 | $(\frac{C,R}{C,R}) \frac{C}{C}$                                                                  | $\frac{C_2}{C_1} = \frac{C_4}{C_3} (1+\sigma)$<br>$-\frac{R_2 \omega C_2}{1 + \omega^2 R_2^2 C_2^2}$                                                 |
| 24 |                                                             |                   |                                             | $\frac{1}{(C,R)^2 (M_{II-III})^2 R \cdot R}$                                                     | $-\frac{R_3}{R_2} \left( \frac{L_3}{M_{II-III}} - 1 \right)$<br>при условии:<br>$\frac{R^2}{\omega^2 M^2} < 1$                                       |
| 25 |                                                           |                   | $(C \cdot \frac{1}{M}) \frac{1}{R \cdot R}$ | $\frac{1}{(C \cdot R)^2 (M_{III-IV})^2 L_2 R R}$<br>$\frac{C}{M} = \frac{1}{R_2 R_4} (1+\sigma)$ | $-\frac{1}{1 + \frac{M(III-IV)}{L_3}}$<br>при условии:<br>$[L_2 - M(III-IV)] = 0$                                                                    |
| 26 |                                                           |                   |                                             | $(C,R)^2 \frac{1}{(M_{II-III})^2 L_3^2}$                                                         | $-\omega^2 M^2 \left( \frac{R_2 + R_3 + R_4}{R_2 R_4} \right)^2$<br>при условии:<br>$R_2 (R_2 + R_3 + R_4) < 1$<br>$R_2 R_4 + R_3 (R_2 + R_3 + R_4)$ |

| №  | Схема моста | Новое обозначение           |                                             | $R_e(\alpha)=0$<br>или<br>$I_m(\alpha)=0$ | $\delta$                                                                       |
|----|-------------|-----------------------------|---------------------------------------------|-------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------|
|    |             | Система                     | Схема                                       |                                           |                                                                                |
| 27 |             |                             | $(L_1 R_2 \frac{1}{C_2 R_3}) / C_3 R_4$     |                                           | 0<br>при условии<br>$\operatorname{tg} \varphi_4 = \operatorname{tg} \delta_3$ |
| 28 |             | $(L_1 \frac{1}{C}) R_2 R_3$ | $[L_1 R_2 \frac{1}{(C R_3)}] R_4 R_3$       | $\frac{L_1}{L_3} = R_2 R_4 (1 + G)$       | 0                                                                              |
| 29 |             |                             | $[L_1 R_2 \frac{1}{C_3 (R_3 C_4)}] R_4 R_3$ |                                           | $\frac{R_2'}{R_3}$                                                             |
| 30 |             |                             | $[L_1 R_2 \frac{1}{C_3 (C_4 R_4)}] R_4 R_3$ |                                           | $\frac{R_2'}{R_3} (1 + \frac{R_2}{R_4})$                                       |



| №  | Схема моста | Новые обозначения |                                               | $R_e(\alpha) = 0$<br>или<br>$I_m(\alpha) = 0$ | $\sigma$                                                                  |
|----|-------------|-------------------|-----------------------------------------------|-----------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------|
|    |             | Система           | Схема                                         |                                               |                                                                           |
| 31 |             |                   | $[L, R, \frac{1}{C}, R, R] (R, R, C) \cdot R$ |                                               | $\frac{R_3'}{R_3} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot \frac{R_1}{R_4}$ |
| 32 |             |                   | $[L, R, \frac{1}{C}, R, R] R \cdot R$         |                                               | $\frac{R_3'}{R_3} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_3}{R_4}\right)$ |
|    |             |                   | $(L \times \frac{1}{C}) R \cdot R$            |                                               |                                                                           |
| 33 |             |                   | $[L, R, \frac{1}{C}, R, R] R \cdot R$         |                                               | $\frac{R_3'}{R_3} + \frac{R_3''}{R_3} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)$   |
|    |             |                   |                                               | $\frac{L_1}{C_3} = R_2 R_4 (1 - \sigma)$      |                                                                           |
| 34 |             |                   | $[L, R, \frac{1}{C}, R, R, C] R \cdot R$      |                                               | $\frac{R_3'}{R_3} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) + \frac{R_3''}{R_3}$   |

Для упрощения дальнейшей терминологии, каждой системе мостов, подобно тому как это имеет место для приборов непосредственной оценки, дается определенное условное наименование (табл. 3).

Таблица 3

Условные обозначения, определяющие размещения параметров электрического сопротивления в пределах моста

| Условное наименование системы       | Условное обозначение системы                                 |
|-------------------------------------|--------------------------------------------------------------|
| Омическая . . . . .                 | $\left(\frac{R}{R}\right) \frac{R}{R}$                       |
| Резонансная . . . . .               | $\left(\frac{L}{\omega^2 C}\right) \left(\frac{R}{R}\right)$ |
| Индуктивная . . . . .               | $\left(\frac{L}{L}\right) \frac{R}{R}$                       |
| Емкостная . . . . .                 | $\left(\frac{C}{C}\right) \frac{R}{R}$                       |
| Взаимдуктивная . . . . .            | $\left(\frac{M}{M}\right) \frac{R}{R}$                       |
| Индуктивно-взаимдуктивная . . . . . | $\left(\frac{L}{M}\right) \frac{R}{R}$                       |
| Индуктивно-емкостная . . . . .      | $\left(L \times \frac{1}{C}\right) R \times R$               |
| Емкостно-взаимдуктивная . . . . .   | $\left(C \times \frac{1}{M}\right) \frac{1}{R \times R}$     |

Из табл. 2, кроме того, можно видеть, что в пределах каждой из упомянутых систем возможна различная комбинация включения элементов ( $R, X$ ) плеч моста. Поэтому, указывая классификацию отдельных схем мостов, необходимо учитывать способ соединения отдельных элементов.

Принимаемые условные обозначения, соответствующие различным способам соединения элементов сопротивления в пределах плеча, указаны в табл. 4.

В пределах одной системы и схемы моста возможно различное конструктивное оформление элементов, их монтаж, качество, степень изученности. В значительной степени все эти факторы совместно определяются той точностью, которую можно обеспечить, применяя данную схему и систему моста.

Вопрос о точности результата различных мостовых схем послужит предметом специальной статьи. Ограничимся указанием



Таблица 4

| № | Способ соединения элементов сопротивления плеча | Условное обозначение, определяющее размещен. параметров |
|---|-------------------------------------------------|---------------------------------------------------------|
| 1 |                                                 | $R, L$                                                  |
|   |                                                 | $R, C^{\rightarrow}$                                    |
| 2 |                                                 | $R \parallel L$                                         |
|   |                                                 | $R \parallel C$                                         |
| 3 |                                                 | $R \parallel (r, L)$                                    |
|   |                                                 | $(R \parallel L), r$                                    |
| 4 |                                                 |                                                         |
| 5 |                                                 |                                                         |
| 6 |                                                 |                                                         |

на возможность разделения мостов по классам точности в зависимости от величины параметра ( $K_M$ ):

$$K_M = \lg_{10} \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0},$$

где

- $\varepsilon$  — наибольшая погрешность определения действительных значений образцовых элементов данного моста;
- $\varepsilon_0$  — наибольшая погрешность определения действительных значений образцовых элементов моста данного типа, при его наилучшем изготовлении и поверке по высшему классу точности.

Отсюда для мостов высшего класса точности будет:

$$K_M = \lg_{10} 1 = 0.$$

### Заключение

Предложенная классификация мостов постоянного и переменного токов содержит попытку разделения схем на основе изучения их общих свойств; предлагаемые условные обозначения систем и отдельных схем выбраны так, чтобы способствовать правильному выбору нужного моста.

Так, например, система выбранных соотношений дает возможность определить:

- а) вид схемы моста;
- б) вид расчетной формулы (кроме  $\tau$ );
- в) основные свойства моста (влияние частоты, фазовые соотношения, влияние внешних факторов).

Задача по классификации мостов не может считаться полностью разрешенной, поэтому в дальнейшем возможно применение параллельных классификаций на основе дополнительных, еще недостаточно четко сформулированных свойств или особенностей мостовых схем.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Г. Гинкин, Справочник по радиотехнике, Госэнергоиздат, 1949, стр. 667; Н. Е. Темников и Р. Р. Харченко, Электрические измерения неэлектрических величин, Госэнергоиздат, 1948.

2. К. Б. Карандеев и З. И. Зеликовский, Мостовые измерительные схемы, «Электричество», 1951, № 6.

Е. К. МИХАЙЛОВА

### К ВОПРОСУ О РАСЧЕТЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ФЕРРОМАГНИТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Новейшая измерительная техника характеризуется значительным расширением методов и средств решения отдельных задач за счет внедрения так называемых ферромагнитных усилителей, получивших уже широкое применение в многочисленных схемах автоматического регулирования, управления и контроля. Особенно большое значение ферромагнитные усилители получили в тех случаях, когда применение электронных усилителей сопряжено с большими неудобствами и трудностями, как, например, в случае усиления слабых постоянных напряжений. Действительно, при необходимости усиления постоянного тока применение электронных схем, как правило, ограничивается малыми токами, но большими напряжениями. При относительно больших постоянных токах и малых напряжениях значительно эффективнее использование ферромагнитных усилителей. Это означает, что широкое применение фотоэлементов, термоэлементов и других источников малых постоянных э. д. с. в практике точных электрических измерений делается реальным. Кроме того, ферромагнитные усилители не только позволяют осуществить усиление малых постоянных токов и напряжений, но по принципу действия дают на выходе усиленное переменное напряжение или ток. Тогда дальнейшее усиление возможно осуществить уже при помощи электронных устройств, включенных на выходе ферромагнитного усилителя. Как известно, ферромагнитные усилители представляют собой электромагнитные устройства, в которых используется явление уменьшения магнитной проницаемости ферромагнитных материалов на переменном токе при подмагничивании постоянным или пульсирующим током.

Ферромагнитный усилитель для целей измерения в самом простейшем выполнении представляет собой два кольцевых сердечника или один Ш-образный, осуществленных из высококачественного железо-никелевого сплава типа молибденового пермаллоя, несущих две обмотки: одну постоянного и другую переменного тока.

Обмотки постоянного тока усилителя должны включаться последовательно и согласно. Обмотки переменного тока могут включаться как последовательно, так и параллельно, но обязательно так, чтобы переменные потоки, вызванные токами в этих обмотках, были сдвинуты друг относительно друга на  $180^\circ$ . Последнее необходимо для уничтожения трансформаторного действия переменного потока на цепи постоянного тока. Однако эффективной эта мера является лишь для нечетных гармоник. В случае параллельного соединения цепь постоянного тока от четных гармоник все же освобождена, так как последние замыкаются в контуре, образованном параллельными ветвями обмоток переменного тока. В случае же последовательного соединения обмоток переменного тока четные гармоники в цепи постоянного тока неизбежны и необходимо или последовательное включение достаточно большого индуктивного сопротивления, или включение конденсаторов, шунтирующих цепь постоянного тока.

Если никакого вспомогательного постоянного подмагничивания реактивные катушки не имеют, то подмагничивание постоянным током любой полярности вызывает уменьшение магнитной проницаемости сердечника на переменном токе и, следовательно, увеличение переменного тока.

В этом и заключается основной принцип „усиления“ ферромагнитного усилителя.

Если подмагничивающий постоянный ток очень мал, как это имеет место в большинстве случаев применения ферромагнитных усилителей в измерительной технике, то необходим чрезвычайно строгий выбор параметров реактивных катушек и качества материала сердечника для того, чтобы исходное магнитное состояние сердечника обеспечило самое резкое уменьшение магнитной проницаемости, т. е. самое значительное увеличение переменного тока на выходе усилителя. Особенно важное значение это приобретает при проектировании усилителей, предназначенных для точных измерений.

Для того чтобы сделать усилитель чувствительным к полярности подмагничивающего постоянного тока, а также для использования самой крутой части рабочей характеристики его, в ферромагнитных усилителях применяют предварительное постоянное подмагничивание, эффект которого аналогичен эффекту смещения в электронных схемах. Для еще большего увеличения чувствительности реактивных катушек к подмагничиванию, осуществляется обратная связь, т. е. подмагничивание выпряленным током выхода, а также соединение усилителя в дифференциальные, мостовые и трансформаторные схемы.

Все эти средства имеют целью максимальное увеличение эффекта изменения магнитной проницаемости сердечников с подмагничиванием. Современные ферромагнитные усилители позво-



ляют усиливать постоянные токи, мощность которых составляет всего  $10^{-12} - 10^{-18}$  *вт* и получать коэффициенты усиления по мощности порядка сотен тысяч. Однако для целей измерения такие большие коэффициенты усиления совершенно не нужны. Необходимо лишь, чтобы мощность выпрямленного тока выхода на нагрузку, представляющей чувствительный измерительный прибор, была достаточна для показания его. Но к измерительному ферромагнитному усилителю, кроме высокой чувствительности, предъявляются требования минимальной инструментальной погрешности, так как показания прибора на выходе усилителя не должны зависеть от изменения внешних условий.

Все это, естественно, делает расчет измерительных ферромагнитных усилителей, предназначенных для точных измерений, специфичным и несколько отличным от расчетов ферромагнитных усилителей следящих и регулирующих устройств, предназначенных для больших мощностей выхода.

Следует отметить, что расчеты как измерительных ферромагнитных усилителей, так и усилителей для целей автоматики и телемеханики, еще создаются. В печати достаточно широко освещаются различные варианты таких расчетов, в большинстве случаев основанных на использовании экспериментальных магнитных характеристик сердечников реактивных катушек.

Предлагаемый автором выбор условий оптимального усиления для практического осуществления измерительных ферромагнитных усилителей также основывается на экспериментальном исследовании изменения действующей индуктивности реактивной катушки с подмагничиванием и определении условий наивысшей чувствительности ее. Исследование это проведено автором в лаборатории электрических измерений ВНИИМ при создании образцовой установки для измерения больших постоянных токов, основным элементом которой является ферромагнитный усилитель высокой чувствительности.

Осуществленные в лаборатории электрических измерений ВНИИМ измерительные ферромагнитные усилители, параметры которых были выбраны и рассчитаны по предлагаемому методу определения оптимальных условий усиления, обладают очень высокой чувствительностью, значительным коэффициентом усиления по мощности, малыми инструментальными погрешностями и достаточной стабильностью работы при изменении внешних условий. Это позволяет рекомендовать предлагаемый в данной статье способ выбора оптимальных исходных параметров и способ расчета остальных параметров во всех случаях проектирования ферромагнитных усилителей высокой чувствительности с активной нагрузкой в цепи выхода, предназначенных для точных измерений как электрических, так и ряда неэлектрических величин.



## § 1. Определение зависимости изменения мощности в цепи выхода с активной нагрузкой от параметров ферромагнитного усилителя

Как известно, коэффициент усиления магнитного усилителя по мощности определяется из уравнения:

$$k_p = \frac{\Delta P_{вых}}{P_{вх}}, \quad (1)$$

где  $\Delta P_{вых}$  — изменение мощности в цепи выхода, а  $P_{вх}$  — мощность цепи входа при установившемся режиме в этой цепи.

Эквивалентной схемой такого усилителя явится схема, составленная из последовательно соединенных реактивного сопротивления катушки с железным сердечником и активного сопротивления  $R_n$ , питающихся от источника переменного напряжения  $U_n$ .

Пренебрегая активной составляющей сопротивления обмоток реактивной катушки, можно положить, что активное сопротивление цепи выхода  $R_n$ , представляющее нагрузку усилителя, состоит из сопротивления твердых выпрямителей и сопротивления измерительного прибора. При этом полезной частью нагрузки является именно сопротивление измерительного прибора.

Начальное значение мощности  $P_0$  в нагрузке  $R_n$  определится формулой:

$$P_0 = I_0^2 R_n = \frac{U_n^2}{R_n} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega L_0}{R_n}\right)^2}, \quad (2)$$

где  $U_n$  — напряжение на вторичных зажимах трансформатора, питающего цепь переменного тока,  
 $I_0$  — начальное значение переменного тока, а  
 $\omega$  — круговая частота,

или

$$P_0 = \frac{U_n^2}{R_n} \frac{1}{1 + Q_0^2}, \quad (3)$$

где  $Q_0$  — величина, названная нами добротностью реактивной катушки, т. е.

$$Q_0 = \frac{\omega L_0}{R_n}; \quad (4)$$

здесь

$L_0$  — начальное значение индуктивности реактивной катушки.

При подмагничивании магнитная проницаемость  $\mu_{\Delta_0}$ , определяемая совместным действием начального переменного поля и постоянного поля предварительного подмагничивания, уменьшается до значения  $\mu_{\Delta}$ .

Относительное изменение магнитной проницаемости

$$m = \frac{\mu_{\Delta_0} - \mu_{\Delta}}{\mu_{\Delta_0}} = \frac{\Delta L_0}{L} \quad (5)$$

для данной кривой будет определяться выбором  $\mu_{\Delta_0}$  и величиной подмагничивающего постоянного поля.

Уменьшение магнитной проницаемости вызовет уменьшение реактивного сопротивления катушки, являющееся следствием изменения мощности в нагрузке цепи выхода на величину  $\Delta P = P - P_0$ .

При этом

$$P = \frac{U_n^2}{R_n} \frac{1}{1 + Q^2}, \quad (6)$$

где  $Q$  — новое значение добротности катушки.

Действующее значение напряжения  $U_n$ , питающего цепь выхода усилителя, предполагается неизменным.

Пренебрегая незначительным изменением сопротивления твердых выпрямителей с изменением тока, можно считать постоянным  $R_n$ . Тогда изменение мощности на выходе определится изменением  $\frac{1}{1 + Q^2}$ , причем

$$Q = Q_0(1 - m). \quad (7)$$

Начальная мощность в нагрузке найдется по формуле:

$$P_0 = I_0^2 R_n = I_0^2 \frac{L_0}{Q_0} = \frac{I_0^2 \omega_-^2 S^2 \mu_{\Delta_0}}{Q_0 l_{cp}} = \left( \frac{I_0 \omega_-}{l_{cp}} \right)^2 \frac{\mu_{\Delta_0} l_{cp} S \omega}{Q_0}, \quad (8)$$

где

$S$  — площадь поперечного сечения сердечника,

$l_{cp}$  — средняя длина магнитных силовых линий и

$\omega_-$  — число витков обмотки переменного тока.

При этом предполагается, что  $L_0$  для данного подмагничивания является величиной постоянной.

Тогда

$$\Delta P = \frac{U_n^2}{R_n} \left( \frac{1}{1 + Q^2} - \frac{1}{1 + Q_0^2} \right). \quad (9)$$

После подстановки уравнения (8), и имея в виду, что  $I_{cp}S = V$ , т. е. объему одного сердечника,

$$\Delta P = P_0 \left( \frac{1 + Q_0^2}{1 + Q^2} - 1 \right) = \left( \frac{I_0 \omega_{\sim}}{I_{cp}} \right)^2 \frac{V \omega_{\sim}^2 \mu_{\Delta_0}}{Q_0} \left[ \frac{1 + Q_0^2}{1 + Q_0^2(1-m)} - 1 \right]. \quad (10)$$

Обозначив член

$$\frac{1}{Q_0} \left[ \frac{1 + Q_0^2}{1 + Q_0^2(1-m)} - 1 \right] = A, \quad (11)$$

можно получить окончательное выражение для полного изменения мощности на выходе, т. е. на твердых выпрямителях и измерительном приборе, в виде:

$$\Delta P = \left( \frac{I_0 \omega_{\sim}}{I_{cp}} \right)^2 V \omega_{\sim}^2 \mu_{\Delta_0} A. \quad (12)$$

При этом мощность, выделяемая в сопротивлении прибора, является полезной мощностью выхода.

Таким образом, для обеспечения изменения мощности на выходе, достаточной для приведения в действие электроизмерительного прибора, необходимо выбрать и рассчитать следующие параметры:

1) начальное значение напряженности переменного поля

$$\frac{I_0 \omega_{\sim}}{I_{cp}};$$

2) начальное значение магнитной проницаемости  $\mu_{\Delta_0}$ ;

3) величину относительного изменения магнитной проницаемости  $m = \frac{\mu_{\Delta_0} - \mu_{\Delta}}{\mu_{\Delta_0}}$ ;

4) частоту переменного напряжения  $\omega = 2\pi f$ ;

5) значение добротности  $Q_0 = \frac{\omega L_0}{R_n}$ ;

6) объем магнитопровода  $V$ .

## § 2. Определение условий наибольшего усиления переменного тока реактивной катушки с подмагничиванием

Эффект увеличения переменного тока реактивной катушки с подмагничиванием, при неизменном значении питающего напряжения, является основным принципом ферромагнитных усилителей.

Этот эффект обусловлен изменением действующих индуктивностей реактивных катушек, входящих в схемы усилителя. Для целей измерения наиболее целесообразно применение дифференциальных схем ферромагнитных усилителей с предвари-

тельным подмагничиванием. Как известно, принцип работы таких схем заключается в том, что постоянное подмагничивающее поле, непосредственно подлежащее измерению, или поле, созданное током, который следует измерить, накладывается на поле предварительного подмагничивания, различного по полярности для двух половин дифференциальной схемы. При этом в одной половине схемы, вследствие сложения магнитных полей, возникает больший эффект усиления переменного тока, чем в другой половине, где эти поля вычитаются.

Разностный ток, проходящий через мостик дифференциальной схемы, измеряется электронизмерительным прибором. Если мощность, создаваемая подмагничивающим током, в цепи входа имеет порядок  $10^{-11} - 10^{-12}$  вт, то для получения требуемой полезной мощности на выходе, достаточной для отклонения стрелки прибора, совершенно необходимо обеспечить оптимальные условия усиления. Уменьшение кажущегося сопротивления цепи выхода усилителя  $z$ , состоящего из сопротивления реактивных катушек  $\omega L$  (активной составляющей которого можно пренебречь) и активного сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}}$ , определяется уменьшением действующих индуктивностей реактивных катушек вследствие уменьшения магнитной проницаемости материала сердечников. Если считать, что при данном подмагничивании магнитная проницаемость материала сердечников постоянна, то индуктивность каждой реактивной катушки определится формулой:

$$L = \frac{w^2 S \mu_0}{l_{\text{ср}}}, \quad (13)$$

при  $H = \text{const}$ , где  $H$  — напряженность постоянного магнитного поля.

При пренебрежении активной составляющей кажущегося сопротивления реактивной катушки или группы катушек, для эквивалентной действующей индуктивности будет справедливо выражение:

$$L = \frac{U}{I \omega}, \quad (16)$$

где

$U$  — действующее значение переменного напряжения на реактивной катушке или группе катушек, а

$I$  — действующее значение переменного тока.

Для группы катушек это выражение отражает реальные соотношения очень приближенно. Действительно, каждая половина дифференциальной схемы состоит, как правило, из двух реактивных катушек, обмотки переменного тока которых, во избежание возникновения нечетных составляющих переменной э. д. с. в цепях постоянного тока, соединены последовательно

или параллельно. Обмотки реактивных катушек наложены так, что в любой полупериод в одном из сердечников переменный поток складывается с наложенным постоянным, а в другом сердечнике эти потоки вычитаются.

При последовательном соединении обмоток питающее напряжение  $U$  распределяется пропорционально сопротивлениям катушек. Падение напряжения произойдет главным образом на обмотке того сердечника каждой половины схемы, в котором имеет место вычитание потоков — переменного и подмагничивающего постоянного. Второй сердечник, в данный полупериод, вследствие насыщения обладает значительно меньшим сопротивлением, практически определяющимся индуктивностью катушки без сердечника. Падение напряжения на нем будет очень незначительно и может во внимание не приниматься.

При параллельном соединении обмоток реактивных катушек эквивалентное сопротивление пары катушек в любой полупериод будет меньше того сопротивления, которое представляет катушка с насыщенным сердечником. Действующее значение переменного тока  $I$ , протекающего по этой катушке, можно также приближенно принять равным суммарному току, так как та часть тока, которая будет протекать в обмотке катушки, представляющей в данный полупериод большое сопротивление, будет незначительна.

В обоих случаях закон изменения эквивалентной индуктивности с подмагничиванием, выявляющий оптимальные условия усиления, должен сохраняться, так как ошибки, вызванные допущенными приближениями, могут сказаться лишь на количественных соотношениях.

Казалось бы естественным для выявления желаемой закономерности снимать зависимости  $L = f(H_-)$  при  $H_- = \text{const}$ , используя выражение  $L = \frac{U}{I \omega}$ , но для осуществления независимости сопротивления нагрузки  $R_n$  от параметров катушек необходимо перейти к зависимости, которая определялась бы исключительно качеством материала. Для этой цели следует воспользоваться величиной магнитной проницаемости.

В формуле (13)  $\mu_d$  представляет некоторый эквивалент магнитной проницаемости материала в условиях одновременного действия постоянного и переменного магнитных полей. Расчет такой магнитной проницаемости чрезвычайно затруднителен, так как  $\mu_d$  меняется по сложному закону, определяемому семейством кривых  $U = f(I)$  при  $I_- = \text{const}$  или  $B = f(H_-)$  при  $H_- = \text{const}$ , искаженных постоянным подмагничиванием.

Эти кривые, не имеющие точного аналитического выражения, позволяющего учесть влияние постоянного подмагничивания, определяются, как правило, экспериментально и могут рассматриваться в качестве исходных магнитных характеристик



подмагничиваемой реактивной катушки. Но характеристики эти справедливы лишь для сердечника данного размера при определенной частоте переменного тока и соотношении  $\frac{\omega L_0}{R_n}$ . Кроме того, оптимальные условия усиления переменного тока с подмагничиванием из этих кривых не очевидны.

Известно лишь, что рабочая точка подмагничиваемой катушки должна находиться внутри площади параллелограмма

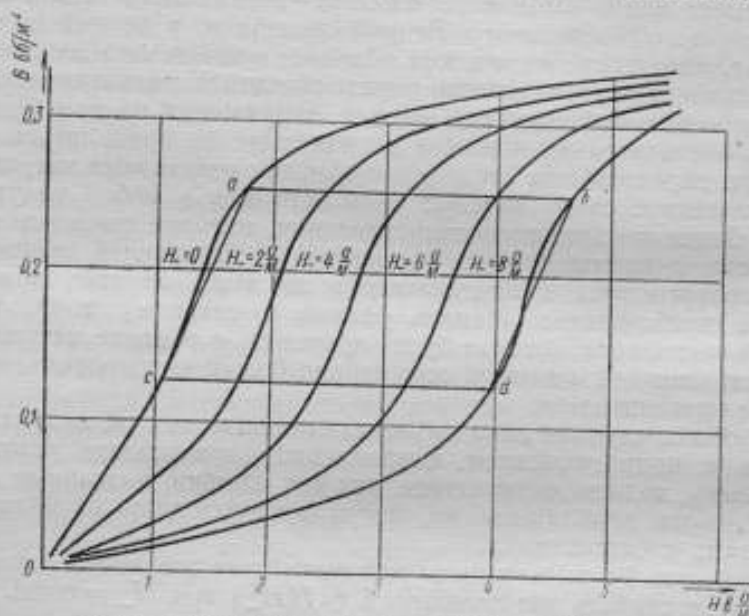


Рис. 1. Семейство кривых  $B = f(H_-)$  при  $H_- = \text{const}$

$abcd$ , включающего участки кривых  $B = f(H_-)$  при  $H_- = \text{const}$  (рис. 1), характеризующиеся наибольшим постоянством переменного тока при изменении напряжения.

Из формулы (13) следует, что

$$\nu_{\Delta} = \frac{L l_{ep}}{\omega^2 \cdot S}$$

Подставляя в это выражение значение  $L$ , определенное из формулы (14), можно найти, что

$$\nu_{\Delta} = \frac{U}{\left(\frac{l \omega_-}{l_{ep}}\right) \omega_0 S} \quad (15)$$

Так как при снятии характеристик подмагничиваемых реактивных катушек удобнее всего пользоваться детекторными.

приборами, то формулу (15) следует преобразовать таким образом:

$$\mu_{\Delta} = \frac{4 k_f f \omega_{-} S B_{\max}}{\left(\frac{l \omega}{l}\right)_{cp} k_f \omega S 2 \pi i} \approx \frac{2}{\pi} \frac{B_{\max}}{\left(\frac{l \omega}{l}\right)_{cp}} = \frac{B_{cp}}{H_{cp}} = \frac{B_{\max}}{H_{\max}} \quad (16)$$

При этом коэффициенты формы кривой тока и напряжения предполагаются идентичными.

Следует отметить, что  $\mu_{\Delta}$ , вычисленное таким образом, является усредненным и даже только расчетным значением магнитной проницаемости материала при одновременном действии как постоянного, так и переменного магнитных полей.

Для выяснения условий наивысшей чувствительности необходимо представить картину изменения магнитного состояния сердечников реактивной катушки с подмагничиванием. Для этого можно рассмотреть семейство кривых  $\mu_{\Delta} = f(H_{-})$  при  $H_{-} = \text{const}$ , снятое нами для молибденового пермаллоя и представленное на рис. 2.

Анализ кривых показывает, что с увеличением значения подмагничивающего постоянного поля начальные участки кривых магнитной проницаемости, характеризующиеся относительным постоянством проницаемости, удлиняются. Области кривых, характеризующихся самым быстрым изменением  $\mu_{\Delta}$ , отодвигаются в сторону больших полей и, наконец, значение  $\mu_{\max}$  уменьшается. Для действительного выяснения картины изменения магнитного состояния сердечников необходимо снять семейство кривых  $\mu_{\Delta} = f(H_{-})$  при  $H_{-} = \text{const}$ . Такое семейство кривых покажет, как изменяется  $\mu_{\Delta}$  с подмагничиванием при разных начальных значениях напряженности переменного поля, так как условие  $H_{-} = \text{const}$  справедливо лишь для начального значения напряженности переменного поля.

При снятии такого рода кривых картину изменения магнитного состояния следует представлять как сползание рабочей точки (рис. 2) по прямой  $aA$  в точки  $a_1 a_2 a_3$  и т. д. В реальных условиях работы подмагничивание вызывает сползание рабочей точки с одной кривой на другую по прямой  $aB$  в точки  $b_1 b_2 b_3 \dots$  и т. д. На рис. 3 представлено такое семейство кривых, снятое для молибденового пермаллоя.

Каждая кривая соответствует определенному начальному значению напряженности переменного магнитного поля в отсутствие сигнала на входе и показывает характер изменения магнитной проницаемости материала в зависимости от значения напряженности поля предварительного подмагничивания.

Так, например, при  $H_{-} = 5 \text{ а/м}$ , что соответствует максимальному значению магнитной проницаемости материала в

отсутствие намагничения,  $\mu_{\Delta}$  имеет наибольшее значение и характеризуется самым быстрым спаданием своего значения с подмагничиванием.

Легко убедиться, что у каждой кривой  $\mu_{\Delta} = f(H_{-})$  при  $H_{-} = \text{const}$  наиболее круто спадающая часть соответствует на-

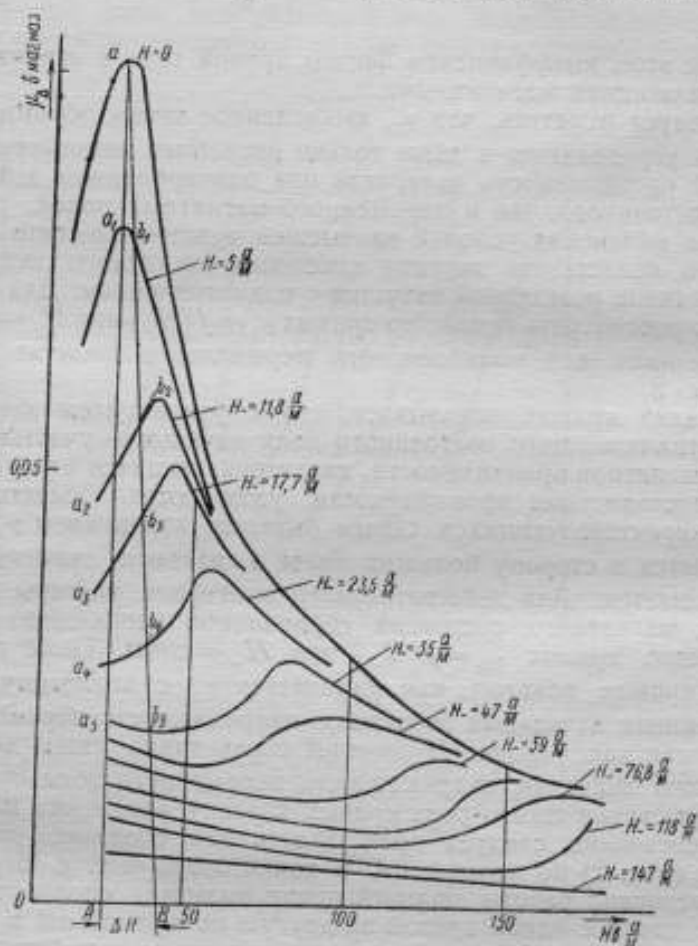


Рис. 2. Семейство кривых  $\mu_{\Delta} = f(H_{-})$  при  $H_{-} = \text{const}$

пряженностям подмагничивающего постоянного поля, примерно равным напряженности переменного поля, при которой снималась эта кривая. Эта область у каждой кривой может быть достаточно велика, а выбрать нужно лишь одно значение подмагничивающего поля, обеспечивающее оптимальную рабочую точку на оптимальной кривой, т. е. кривой, снятой при напря-

женности переменного поля, соответствующей наибольшему значению при  $H=0$ . Такой точкой должна явиться самая низкая точка круто спадающего участка оптимальной кривой, так как величина относительного изменения магнитной проницаемости  $m = \frac{\mu_{\Delta_0} - \mu_0}{\mu_{\Delta_0}}$  в этом

случае будет наибольшей. Оказалось, что выбор такой точки соответствует точному равенству напряженностей подмагничивающего поля и переменного поля, при котором снималась кривая  $\mu_{\Delta} = f(H_{-})$  при  $H_{-} = \text{const}$ .

Отсюда легко сделать чрезвычайно важный вывод, что оптимальным условием, обеспечивающим наивысшую чувствительность подмагничиваемой реактивной катушки, является равенство ампервитков предварительно подмагничивающего поля и средних ампервитков переменного поля.

Это заключение позволяет очень просто выбрать значение напряженности поля предварительного подмагничивания и, следовательно, определить начальное значение магнитной проницаемости.

При появлении сигнала любой полярности на входе усилителя, магнитная проницаемость будет изменяться от начального значения уже не по оптимальной кривой, а по какой-то смежной кривой, соответствующей новому значению напряженности переменного поля, изменившемуся из-за изменения магнитных свойств материала.

Для нулевого метода этим обстоятельством следует пренебречь, так как изменение напряженности переменного поля,

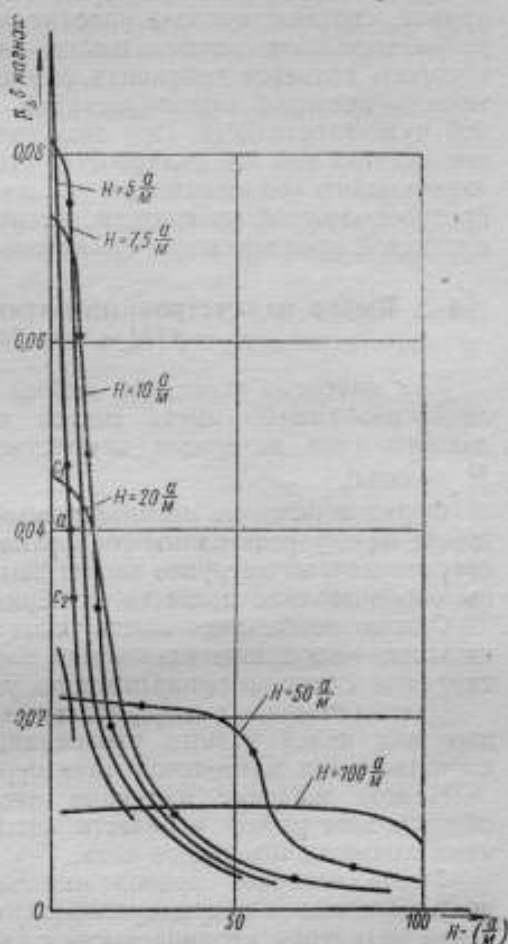


Рис. 3. Семейство кривых  $\mu_{\Delta} = f(H_{-})$  при  $H_{-} = \text{const}$

вызывающее отклонение стрелки гальванометра, с ценой делений  $10^{-6}$  а на несколько делений так ничтожно, что графически учесть его нельзя.

Из этого следует, что отрезок  $c_1c_2$  (рис. 3) на оптимальной кривой, соответствующий удвоенному значению напряженности магнитного поля максимального сигнала, центральной точкой которого является выбранная рабочая точка  $a$ , является практически реальной характеристикой нулевого усилителя высокой чувствительности. При этом предполагается, что наложение сигнала той же полярности, что и полярность поля предварительного подмагничивания, так же, как и наложение сигнала противоположной полярности, вызывают одинаковое изменение магнитной проницаемости от начального значения.

### § 3. Выбор параметров по оптимальной характеристике $\mu_a = f(H_-)$ при $H_- = \text{const}$

Как выяснено ранее, для выбора оптимальных условий усиления необходимо иметь снятое для данного материала или данного типа материала семейство кривых  $\mu_a = f(H_-)$  при  $H_- = \text{const}$ .

Форма и размеры магнитопровода, число витков и соотношение между реактивным сопротивлением катушек и активным сопротивлением нагрузки может быть взято произвольно, лишь бы оно позволило провести эксперимент по снятию кривых.

Однако необходимо иметь такое же сочетание реактивных катушек — последовательное или параллельное, как и в проектируемой схеме ферромагнитного усилителя.

Для маломощных измерительных усилителей, предназначенных для целей точных измерений, необходимо применение магнитомягких материалов типа пермаллоя или муметалла.

Низкое значение индукции насыщения этих материалов обеспечивает работу в области насыщения при малых значениях подмагничивающего тока.

Форма основной кривой намагничивания таких материалов, приближающаяся к прямоугольной, обеспечивает резкое изменение магнитной проницаемости с ничтожным подмагничиванием, а следовательно, и чрезвычайно высокую чувствительность усилителя и делает эффективной обратную связь.

Весьма существенным является также и то обстоятельство, что у такого типа материала участки кривых  $B_- = f(H_-)$  при  $H_- = \text{const}$ , заключенные внутри параллелограмма  $abcd$  рис. 1, почти вертикальны. Это обеспечивает независимости тока выхода усилителя от колебаний переменного напряжения при изменении последнего в пределах, соответствующих отрезку  $ab$ , что чрезвычайно существенно для точных измерений.

Кроме того, малое значение коэрцитивной силы обеспечит



незначительную по величине ошибку показаний измерительного прибора в цепи выхода усилителя, возникающую при перемене знака подмагничивающего постоянного поля, т. е. измеряемого сигнала.

Имея снятое для определенного материала семейство кривых  $\mu_{\Delta} = f(H_{-})$  при  $H_{-} = \text{const}$ , можно выбрать первые три из рассмотренных ранее шести основных параметров, а именно:

- 1) начальное значение напряженности переменного поля  $\left(\frac{Iw_{-}}{l_{cp}}\right)_0$ ;
- 2) начальное значение магнитной проницаемости  $\mu_{\Delta_0}$ ;
- 3) величину относительного изменения магнитной проницаемости  $m$ .

Для этого из семейства кривых  $\mu_{\Delta} = f(H_{-})$  при  $H_{-} = \text{const}$  следует выбрать самую высокую и круто спадающую кривую. Значение напряженности переменного поля, при котором снималась эта кривая, является оптимальным начальным значением  $\left(\frac{Iw_{-}}{l_{cp}}\right)_0$ .

Так как напряженность постоянного поля предварительного подмагничивания для оптимальных условий усиления должна быть равна начальному значению напряженности переменного поля, то начальным значением магнитной проницаемости  $\mu_{\Delta}$  является та точка на оптимальной кривой, которая соответствует напряженности постоянного поля предварительного подмагничивания, т. е.  $H_{\mu_0} = \left(\frac{Iw_{-}}{l_{cp}}\right)_0$ .

Наконец, зная минимальную величину подлежащего измерению сигнала на входе по оптимальной кривой семейства  $\mu_{\Delta} = f(H_{-})$ , при  $H_{-} = \text{const}$ , можно найти изменение магнитной проницаемости, вызванное наложением сигнала на поле предварительного подмагничивания, от  $\mu_{\Delta_0}$  до значения  $\mu_{\Delta}$ , а следовательно, и величину относительного изменения магнитной проницаемости  $m = \frac{\mu_{\Delta} - \mu_0}{\mu_{\Delta_0}}$ . При этом величина  $m$  зависит как от выбора начальной рабочей точки, т. е.  $\mu_{\Delta_0}$ , так и, главным образом, от качества материала.

Незначительная величина  $m$ , означающая или неудачный выбор кривой  $\mu_{\Delta}$  и рабочей точки на оптимальной кривой, или же вообще неудачный выбор материала сердечника, приведет к тому, что выражение, стоящее в скобках формулы (10), будет стремиться к нулю и эффект усиления резко снизится. Следовательно, очень важно помощью всех возможных средств увеличить значение  $m$ .

#### § 4. Выбор начальной добротности реактивной катушки

Для выяснения наиболее благоприятного влияния выбора добротности  $Q_0$ , т. е. отношения начального значения реактивного сопротивления к сопротивлению нагрузки  $R_n$ , являю-

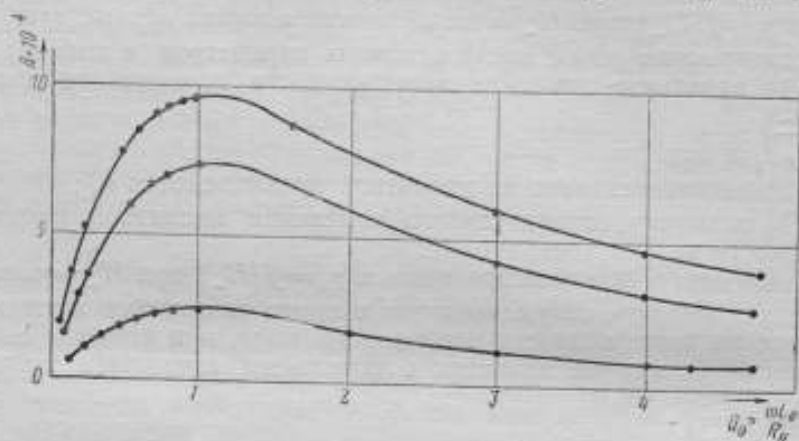


Рис. 4. Расчетные кривые  $A = F\left(\frac{\omega L_0}{R_n}\right)$  при  $m = \text{const}$

щейся в случае измерительного усилителя активным сопротивлением, на величину коэффициента усиления по мощности были рассчитаны величины  $m$  при трех значениях подмагничивающего

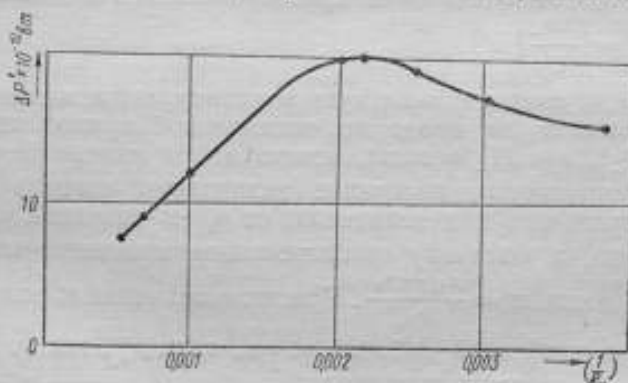


Рис. 5. Экспериментальная кривая  $\Delta P = F\left(\frac{1}{R_n}\right)$  при неизменном значении питающего напряжения

поля. В основу расчета были положены кривые семейства  $\mu_{\Delta} = f(H_-)$  при  $H_- = \text{const}$  рис. 3 для определенных, подвергавшихся всестороннему исследованию реактивных катушек с

сердечниками из молибденового пермаллоя. Так как выяснить порядок величины  $m$  по кривым рис. 3 для изменений напряженностей намагничивающего поля, соответствующих заданной чувствительности измерительного ферромагнитного усилителя, невозможно, то рабочий участок оптимальной кривой необходимо представить в логарифмическом масштабе.

Это позволяет провести графический расчет значения для желаемых значений напряженности подмагничивающего поля и рассчитать коэффициент  $A$  для различных значений  $Q_0 = \frac{\omega L_0}{R_n}$ , например, от нуля до пяти, по формуле (11).

По расчетным данным были построены кривые  $A = f\left(\frac{\omega L_0}{R_n}\right)$  при  $m = \text{const}$ , показанные на рис. 4.

Анализ кривых показывает, что самое значительное изменение коэффициента  $A$  соответствует условию  $Q_0 = 1$ .

Это заключение, являясь принципиальным, требовало экспериментального подтверждения.

На рис. 5 представлена кривая, полученная экспериментально, подтверждающая данное заключение.

### § 5. Расчет объема сердечника реактивной катушки

При проектировании ферромагнитных усилителей расчет расхода пермаллоя, необходимого для обеспечения заданного изменения мощности на выходе усилителя, имеет первостепенное значение.

Для расчета размеров сердечника реактивной катушки целесообразно предварительно рассчитать объем материала, необходимого для обеспечения изменения мощности в нагрузке на одну единицу.

Для маломощных ферромагнитных усилителей такой единицей мощности удобнее считать 1 *мквт*.

Из уравнения (12) объем материала сердечника, отнесенный к единице мощности, равен:

$$\frac{V}{\Delta P} = \frac{1}{\left(\frac{I_{\omega}}{I_{ep}}\right)_0^2 \omega \mu_{\Delta} A} \quad (17)$$

Анализ формулы показывает, что при выбранном качестве пермаллоя, а следовательно, определенных оптимальных значениях напряженности переменного поля и начальном значении магнитной проницаемости объем, отнесенный к единице мощности, обратно пропорционален частоте  $f$  и коэффициенту  $A$ . Следовательно, чем больше относительное изменение магнитной проницаемости  $m$  для одного и того же значения подмагничивающего поля, тем меньше объем пермаллоя, необходимый для обеспечения мощности на выходе в 1 *мквт*.

Это заключение заставляет повышать требования к качеству материала сердечника.

С увеличением подмагничивающего постоянного поля значение относительного изменения магнитной проницаемости увеличивается все менее и менее резко, что следует из кривых рис. 3. Нетрудно подсчитать, что при больших подмагничиваниях потребуется такой большой расход материала, что применение пермаллоя станет нерациональным.

При расчете маломощных ферромагнитных усилителей, предназначенных для целей измерения, расчетный объем небольшой. Окончательный объем магнитопровода определится в этом случае только требованием размещения обмоток.

При проектировании измерительных усилителей кажется целесообразным выполнять конструкцию магнитопроводов с возможно большей средней длиной и относительно малым сечением.

Это позволяет удобно разместить обмотки и при этом обеспечить выбор провода с достаточно большим сечением. Кроме того, малое сечение существенно уменьшит э. д. с. четных гармоник, возникающих в обмотках постоянного тока и обратной связи.

### § 6. Выбор частоты переменного тока

Как следует из формулы (12), изменение мощности на выходе, а следовательно, коэффициент усиления по мощности прямо пропорциональны частоте переменного напряжения, питающего ферромагнитный усилитель.

Из соображений удобства частоту переменного тока желательно брать равной 50 гц, так как при выполнении условий оптимального усиления чувствительность ферромагнитного усилителя и коэффициент усиления вполне достаточны для целей точных измерений.

Однако в ряде случаев при проектировании маломощных усилителей, предназначенных для целей регулирования, увеличение изменения мощности на выходе можно с успехом получить за счет повышения частоты.

Некоторое увеличение потерь в магнитных цепях от вихревых токов и гистерезиса, которое явится следствием повышения частоты, для измерительных усилителей существенного значения не имеет.

Следует иметь в виду, что при повышенной частоте придется столкнуться с явлением магнитного поверхностного эффекта. Так как последнее явление будет иметь следствием уменьшение эффективного сечения магнитопровода, а следовательно, уменьшение магнитной проницаемости, то с повышением частоты в ряде случаев может наблюдаться некоторая потеря чувствительности реактивной катушки к подмагничиванию.

### § 7. Расчет числа витков обмоток

После выбора шести основных параметров, перечисленных ранее, можно перейти к расчету остальных не менее важных параметров  $w$ ,  $I_0$  и  $U_n$ , т. е. числа витков обмотки переменного тока, начального значения переменного тока и питающего напряжения.

Для расчета  $w$  необходимо знать начальное значение индуктивности реактивной катушки при предварительном подмагничении. Начальное значение индуктивности при выбранной частоте тока и выполнении условий  $Q_0 = \frac{\omega L_0}{R_n} = 1$  зависит от выбора сопротивления нагрузки  $R_n$ .

У измерительного ферромагнитного усилителя сопротивление нагрузки активное и состоит из сопротивления твердого двухполупериодного выпрямителя и сопротивления измерительного прибора, которые должны быть заданы. Если активной составляющей сопротивления обмоток переменного тока можно пренебречь, то реактивное сопротивление катушки должно быть выбрано, исходя из условия:

$$\omega L_0 = R_n,$$

а так как

$$L_0 = \frac{w^2 S}{l_{cp}} \mu_{\Delta},$$

то по известным  $S$ ,  $l_{cp}$ ,  $\mu_{\Delta}$  и  $L_0$  можно определить  $w$ .

Выбранное по оптимальной кривой начальное значение напряженности переменного тока и известное число витков обмотки переменного тока сделают возможным расчет начального значения переменного тока  $I_0$ , а следовательно, и напряжения, снимаемого со вторичной обмотки трансформатора, по формуле:

$$U_n = I_0 \sqrt{R_n^2 + (\omega L_0)^2}.$$

Диаметр провода для выполнения обмотки переменного тока следует выбрать не по плотности тока, так как ток выхода измерительного усилителя очень мал, а из соображений полного заполнения окна одним слоем и возможно меньшего значения активного сопротивления.

Обмотку входной цепи желательно осуществлять также из провода с возможно большим диаметром, чтобы получить наибольший коэффициент усиления по мощности.

В заключение следует отметить, что, несмотря на целый ряд приближающих предположений, усилитель, осуществленный с параметрами, выбранными на основе знания условий оптимального усиления, является почти законченным устройством высокой чувствительности и для окончательной регулировки его требуется очень незначительный и простой эксперимент.



Ю. И. ВЫХОВСКИЙ

### К ВОПРОСУ О ПОВЫШЕНИИ СТАБИЛЬНОСТИ ОБРАЗЦОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОНДЕНСАТОРОВ С ВОЗДУШНЫМ ДИЭЛЕКТРИКОМ

Быстро развивающаяся отечественная наука и техника с каждым днем предъявляет все более высокие требования к точности измерения емкостей.

Современная измерительная техника располагает компарирующими устройствами, обладающими достаточной чувствительностью для весьма точного сравнения измеряемой емкости с образцовой.

Однако результаты измерений не могут быть более точными, чем точность образцовых мер емкости, ограничиваемая как погрешностями первоначального эталонирования, так и нестабильностью самих мер.

Испытания образцовых электрических конденсаторов наиболее распространенных конструкций показывают, что погрешности, вызываемые нестабильностью мер, намного превышают погрешности от неточного эталонирования.

Изменения емкости конденсатора, возникающие с течением времени, можно разбить на две категории:

- 1) необратимые изменения емкости;
- 2) обратимые изменения емкости.

Необратимые изменения емкости могут появиться вследствие остаточных деформаций деталей конденсаторов при нагреве, химических изменений диэлектрика, вызывающих изменения его диэлектрической проницаемости, и других причин, которые могут вызвать необратимые деформации или взаимные смещения электродов конденсатора.

При конструировании и изготовлении образцовых конденсаторов с воздушным диэлектриком необходимо учитывать следующие положения:

а) материалы пластин и разделительных шайб должны обладать высокими механическими качествами, чтобы исключить возможность возникновения остаточных деформаций под влиянием механических напряжений, которые могут иметь место при сборке или эксплуатации конденсатора или от явления ползучести металла;

б) во избежание возможности появления необратимой не-

стабильности при перегревах конденсатора, следует выполнять болты, стягивающие пластины и шайбы, а также болты, фиксирующие взаимное расположение электродов, из материалов, расширяющихся при нагревании на одинаковую величину со стягиваемыми ими деталями;

в) детали конденсатора следует выполнять из хорошо состаренных материалов;

г) после сборки конденсаторы должны быть искусственно состарены длительным прогревом до температуры, превышающей наивысшую возможную рабочую температуру конденсатора; такое старение обеспечивает цикличность температурно-емкостной характеристики конденсатора;

д) конденсаторы желательно герметизировать или хотя бы принимать меры к искусственному осушению воздуха в междуэлектродном пространстве конденсатора;

е) пластины конденсатора желательно золотить или покрывать пленкой родия для предохранения от коррозии;

ж) во избежание прогиба пластин при нагревании платы, на которых крепятся системы пластин, последние должны быть выполнены из материала, имеющего температурный коэффициент линейного расширения такой же, как коэффициент линейного расширения пластин.

Опыт показывает, что при правильной конструкции образцового конденсатора и соответствующей технологии его изготовления необратимые изменения емкости не возникают или, во всяком случае, пренебрежимо малы.

Обратимые изменения емкости вызываются изменениями состояния окружающей среды, причем характерна цикличность этих изменений; иначе говоря, при восстановлении прежних условий полностью восстанавливается прежнее значение емкости конденсатора.

В качестве образцовых мер емкости наибольшее распространение получили конденсаторы с воздушным диэлектриком. В настоящей статье будут изложены некоторые соображения, касающиеся способов понижения обратимой нестабильности таких мер.

В основном обратимые изменения емкости конденсатора вызываются изменениями давления и влажности воздуха и изменениями температуры. Первые два фактора в нормальных лабораторных условиях вызывают относительно малые изменения емкости. В самом деле, при температуре 20°C емкость воздушного конденсатора изменяется на  $0,76 \cdot 10^{-6}$  своей величины при изменении давления на каждый миллиметр ртутного столба. При более низких температурах эта зависимость несколько больше и в общем случае может быть найдена из выражения:

$$\frac{1}{C} \frac{\Delta C}{\Delta P} = \frac{2,21 \cdot 10^{-4}}{T} \text{ (на 1 мм рт. ст.)}$$

где

$T$ —абсолютная температура,

$P$ —давление воздуха.

Изменение емкости сильно сказывается на емкости конденсатора лишь при относительных влажностях, превышающих 50—60%; при меньших значениях относительной влажности изменения емкости, вызываемые изменениями влажности, определяются выражением:

$$\frac{1}{C} \frac{\Delta C}{\Delta H} = \frac{1,12 \cdot 10^{-2} P_s}{T^2},$$

здесь

$\Delta H$ —изменение относительной влажности;

$P_s$ —давление паров воды при температуре  $T$ ; для температуры  $20^\circ\text{C}$  эта величина равна  $2,2 \cdot 10^{-8}$  на каждый процент изменения относительной влажности.

Следовательно, в общих лабораторных условиях изменения влажности также мало влияют на емкость воздушного конденсатора.

Значительно большие изменения емкости вызываются изменениями температуры. Изменения температуры вызывают изменение размеров деталей конденсатора и изменения диэлектрических проницаемостей воздуха и твердого диэлектрика, фиксирующего взаимное расположение электродов конденсатора.

Зависимость емкости конденсатора от температуры принято характеризовать так называемым температурным коэффициентом емкости, равным

$$\eta = \frac{1}{C} \frac{dC}{dt}. \quad (1)$$

В дальнейшем этот коэффициент будет сокращенно обозначаться ТКЕ.

Экспериментальные исследования ТКЕ группы образцовых конденсаторов различных конструкций показывают, что величины ТКЕ лежат в пределах  $(20 \div 60) \cdot 10^{-6}$  на  $1^\circ\text{C}$ . Так, например, ТКЕ конденсаторов эталонного набора, измеренные при температурах, близких к  $20^\circ\text{C}$ , оказались равными (табл. 1).

Получившиеся ТКЕ велики и сильно отличаются от величин, которые получаются расчетным путем согласно обычно применяемым формулам.

Причины этого следует искать в том, что авторы исследований, посвященных ТКЕ конденсаторов, рассматривали идеализированную двух- или трехпластинную модель конденсатора, в то время как реальный конденсатор представляет собой много более сложную систему. Основные черты конструкции

Таблица 1

Наиболее вероятные значения температурных коэффициентов емкости конденсаторов эталонного набора декады  $(1 \pm 10) \cdot 10^3$  пикофард

| Номинальные значения емкости конденсатора, пф | Температурные коэффициенты емкости $10^{-6}$ |
|-----------------------------------------------|----------------------------------------------|
| 1000                                          | 23,9                                         |
| 2000                                          | 40,8                                         |
| 3000                                          | 49,0                                         |
| 4000                                          | 54,5                                         |
| 5000                                          | 55,3                                         |

образцового воздушного конденсатора постоянной емкости можно считать сложившимися. Большинство образцовых мер емкости, выпущенных самыми различными фирмами, имеет конструкцию, подобную той, которая изображена на рис. 1.

Каждый из электродов конденсатора состоит из системы плоских круглых параллельных пластин, удерживаемых на строго определенном расстоянии друг от друга при помощи разделительных шайб  $m$ . Одна система пластин крепится на массивной плате  $P_1$ , другая система закреплена на плате  $P_2$ . Платы изолированы друг от друга и от корпуса и жестко фиксированы при помощи небольших дисков из плавленого кварца.

На рис. 2 приведена эквивалентная электрическая схема такого конденсатора.

На этой схеме  $C_{12}$  — емкость между системами в вакууме;  $C_{10}$  — емкость между первой системой пластин и экраном в вакууме;  $C_{20}$  — емкость между второй системой пластин и экраном в вакууме;  $C_{12,\delta}$ ,  $C_{10,\delta}$ ,  $C_{20,\delta}$  — дополнительные емкости за счет заполнения пространства воздухом, относительная диэлектрическая проницаемость которого больше единицы;  $C_{12m\delta}$ ,  $C_{10m\delta}$ ,  $C_{20m\delta}$  — дополнительная емкость, возникающая вследствие помещения в электрическое поле конденсатора кусочков твердого диэлектрика;  $R_{12}$ ,  $R_{10}$ ,  $R_{20}$  — эквивалентные сопротивления потерь;  $L_A, L_B$  — индуктивность систем пластин.

В рабочем положении обычно первая система пластин замыкается накоротко с экраном. В этом случае эквивалентная схема упрощается, принимая вид, изображаемый на рис. 3.

Для этой эквивалентной схемы ТКЕ равен:

$$\gamma_i = \frac{C_{12}}{C} \gamma_{12} + \frac{C_{20}}{C} \gamma_{20} + \frac{C_{2\delta}}{C} \gamma_{2\delta} + \frac{C_{m\delta}}{C} \gamma_{m\delta} \quad (2)$$

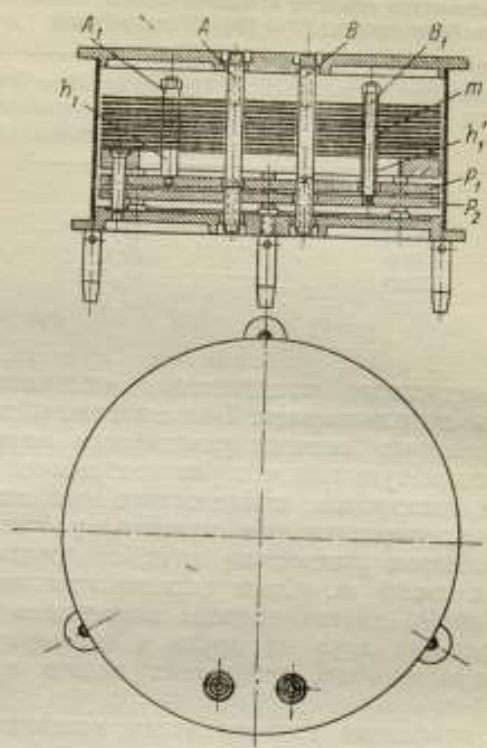


Рис. 1

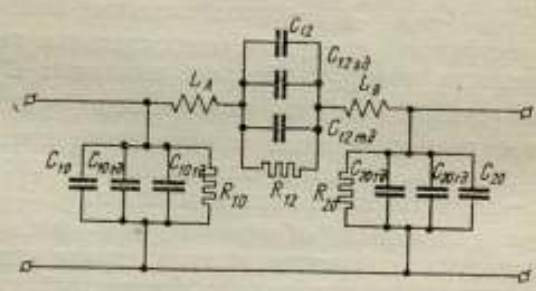


Рис. 2



Здесь  $\gamma_{12}$ ,  $\gamma_{20}$ ,  $\gamma_{m\delta}$ ,  $\gamma_{\delta d}$  — температурные коэффициенты емкостей  $C_{12}$ ,  $C_{20}$ ,  $C_{\delta\delta}$  и  $C_{m\delta}$ .

Как было указано, последним членом равенства можно пренебречь ввиду малости отношения  $\frac{C_{m\delta}}{C}$ .

Подставляя значение ТКЕ диэлектрической проницаемости воздуха и отбрасывая последний член, получаем упрощенную формулу, более удобную для практических расчетов:

$$\gamma = \frac{C_{12}}{C} \gamma_{12} + \frac{C_{20}}{C} \gamma_{20} - 1,8 \cdot 10^{-6}. \quad (3)$$

Отсюда условием независимости емкости конденсатора от температуры будет:

$$\frac{C_{12}}{C} \gamma_{12} + \frac{C_{20}}{C} \gamma_{20} = 1,8 \cdot 10^{-6}. \quad (4)$$

Емкость  $C_{12}$  составляет главную часть емкости конденсатора и ее ТКЕ  $\gamma_{12}$  в основном определяет общий ТКЕ конденсатора. Для нахождения ТКЕ рассмотрим изменение размеров деталей конденсатора, которые происходят при изменении температуры. Для общности решения будем полагать, что пластины одного электрода не находятся точно на середине расстояний между пластинами другого электрода, а смещены относительно этого положения на величину  $\gamma$ . Число пластин  $n$  будем считать нечетным.

В этом случае емкость  $C_{12}$  будем рассматривать, как сумму  $\frac{n-1}{2}$  пар емкостей, причем в каждую пару будет входить нечетная и смежная с ней четная емкость.

$$C_{12} = \sum_{k=1}^{k=\frac{n-1}{2}} (C_{2k-1} + C_{2k}), \quad (5)$$

откуда находим

$$C_{12} = \sum_{k=1}^{k=\frac{n-1}{2}} \left( \frac{\epsilon_0 S_{2k-1}}{d_{2k-1}} + \frac{\epsilon_0 S_{2k}}{d_{2k}} \right). \quad (6)$$

Здесь  $d$  — зазор между пластинами,

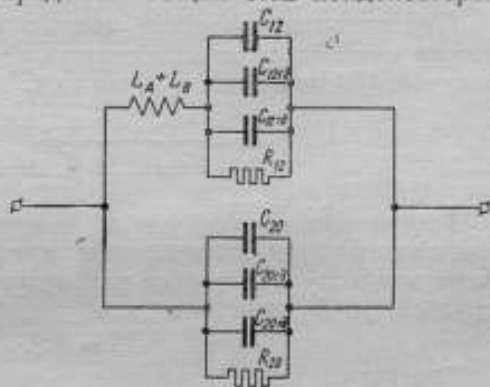


Рис. 3

$\epsilon_0$  — так называемая „диэлектрическая проницаемость пустоты“, равная

$$\frac{1}{36 \pi \cdot 10^9} \text{ ф/м.}$$

Полагая площади всех пластин одинаковыми, равными  $S'$ , и расстояния между пластинами одного электрода одинаковыми, равными для обоих электродов, получим

$$C_{12} = \epsilon_0 \frac{n-1}{2} S' \left( \frac{1}{d+\gamma} + \frac{1}{d-\gamma} \right). \quad (7)$$

При изменении температуры меняются площади пластин  $S$ , зазор между пластинами  $d$  и величина начального смещения системы пластин  $\gamma$ . Исходя из этого, можно найти выражение ТКЕ  $\eta_{12n}$ :

$$\eta_{12n} = \frac{1}{C_{12}} \frac{dC_{12}}{dt} = \frac{1}{S} \frac{dS}{dt} - \frac{d^2 + \gamma^2}{d(d^2 - \gamma^2)} \frac{d(d)}{dt} + \frac{2\gamma}{d^2 - \gamma^2} \frac{d\gamma}{dt}. \quad (8)$$

При хорошем качестве сборки и достаточном расстоянии между пластинами можно считать  $d^2 \gg \gamma^2$ , и в этом случае выражение (8) несколько упростится:

$$\eta_{12n} = \frac{1}{S} \frac{dS}{dt} - \frac{1}{d} \frac{d(d)}{dt} + \frac{2\gamma}{d^2} \frac{d\gamma}{dt}. \quad (9)$$

Рассмотрим по отдельности каждый из членов формулы (9). Площади пластин конденсатора можно считать пропорциональными квадрату некоторого параметра  $r$ , например, радиуса при круглой форме пластины

$$S = kr^2.$$

В этом случае

$$\frac{1}{S} \frac{dS}{dt} = \frac{2kr}{kr^2} \frac{dr}{dt} = 2 \alpha_n, \quad (10)$$

$\alpha_n$  — коэффициент линейного расширения материала пластин.

Для нахождения двух других членов уравнения (9) нам придется обратиться к конструкции конденсатора, схематически изображенной на рис. 4.

Как видно из чертежа, расстояние между пластинами  $d$  равно

$$d = \frac{h-a}{2}, \quad (11)$$

где

$h$  — высота шайб, разделяющих соседние пластины одного электрода,

$a$  — толщина пластин.

Величиной начального смещения электродов относительно среднего положения  $\gamma$  пренебрегаем ввиду его малости по сравнению с зазором  $d$ .

Отсюда получаем

$$\frac{1}{d} \frac{d(d)}{dt} = \frac{1}{2d} \left( \frac{dh}{dt} - \frac{da}{dt} \right) = \frac{\alpha_m h - \alpha_n a}{h - a}, \quad (12)$$

где  $\alpha_m$  — коэффициент линейного расширения материала разделительных шайб.

Изменение начального смещения  $\gamma$ , при изменении температуры, вызывается особенностями конструкции конденсатора.

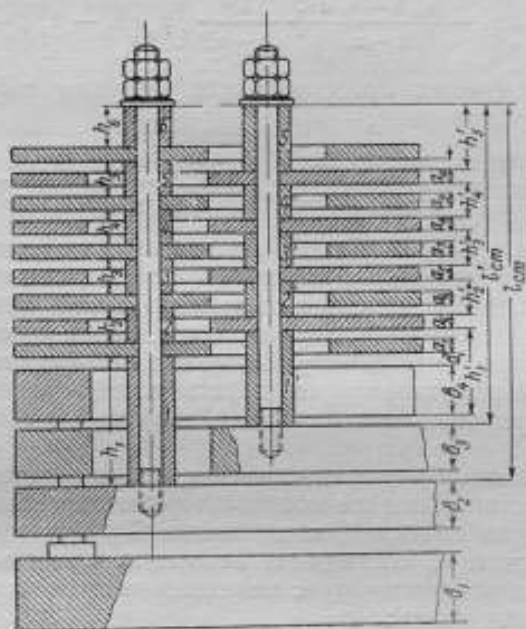


Рис. 4

Как видно из рис. 4, стержни, на которых крепятся системы пластин, имеют различную длину. Расстояние  $h_1$  от платы до первой (нижней) пластины данной системы у нижней системы пластин больше, чем  $h_1'$  у верхней системы пластин. Нижней системой пластин мы называем систему, которая крепится на нижней плате  $P_2$ , а верхней системой пластин — ту систему, которая крепится на верхней плате  $P_1$ . Неравенство этих расстояний  $h_1$  и  $h_1'$  приводит к тому, что при нагревании разделительные шайбы  $I$  между нижней платой и нижней системой пластин расширяются на большую величину, чем раз-

делительные шайбы  $l'$  между верхней платой и верхней системой пластин. Благодаря этому все нижние пластины при нагревании на единицу придвинутся к верхним пластинам на величину:

$$\frac{d\gamma}{dt} = \alpha_m (h_1 - h_1') - \alpha_n b_3. \quad (13)$$

Здесь

$\alpha_n$  — коэффициент линейного расширения материала плат.

При правильной конструкции  $\alpha_n' = \alpha_n$ ;

$b_3$  — толщина плат.

Отсюда находим общую формулу ТКЕ  $\gamma_{12n}$ :

$$\gamma_{12n} = 2\alpha_n - \frac{\alpha_m h - \alpha_n a}{h-a} + \frac{8\gamma}{(h-a)^2} [\alpha_m (h_1 - h_1') - \alpha_n b_3] \quad (14)$$

и после несложных преобразований получим выражение (14) в более удобном виде:

$$\gamma_{12n} = \alpha_n \left[ 2 + \frac{a}{h-a} - \frac{8\gamma b_3}{(h-a)^2} \right] - \alpha_m \left[ \frac{h}{h-a} - \frac{8\gamma (h_1 - h_1')}{(h-a)^2} \right]. \quad (15)$$

Выражение (15) позволяет определить ожидаемый ТКЕ конденсатора на основании известных геометрических размеров его деталей, коэффициентов линейного расширения примененных материалов и допусков на сборку, определяющих величину начального смещения  $\gamma$ . Возможна и обратная операция — по заданной величине  $\gamma_{12n}$  подобрать размеры и материалы деталей и определить максимальные допуски на сборку конденсатора.

Выведенные формулы относятся к конденсаторам с нечетным числом пластин. Если же конденсатор имеет четное число пластин, то число емкостей, входящих в  $C_{12n}$ , будет нечетным.

Будем считать последнюю непарную емкость включенной параллельно конденсатору с нечетным числом пластин. Общая емкость будет равна:

$$C_{12} = C_{12n} + C_0, \quad (16)$$

где

$C_{12n}$  — емкость конденсатора с нечетным числом пластин;

$C_0$  — емкость последней пластины.

В этом случае, аналогично формуле (2), общий ТКЕ  $\gamma_{12n}$  будет равен:

$$\gamma_{12n} = \frac{C_{12n}}{C} \gamma_{12n} + \frac{C_0}{C} \gamma_0. \quad (17)$$

Емкость конденсатора с нечетным числом пластин равна:

$$C_{12n} = \frac{(n-2)\epsilon_0 S}{d}, \quad (18)$$

Емкость последней пластины равна:

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 S}{d}. \quad (19)$$

Дополнительный ТКЕ последней пластины  $\gamma_0$  определяется изменением расстояния  $d$ , вызываемым смещением систем:

$$\gamma_0 = \frac{1}{d} \frac{d\gamma}{dt}. \quad (20)$$

Подставляя найденные выражения в формулу (17) и имея в виду выражение (13), получаем величину ТКЕ конденсатора с четным числом пластин:

$$\gamma_{12n} = \frac{n-2}{n-1} \gamma_{12n} + \frac{2}{n-1} \frac{\alpha_w (h_1 - h_1') - \epsilon_n b_2}{h-a}. \quad (21)$$

Как следует из выражения (21), ТКЕ конденсатора с четным числом пластин не равен ТКЕ конденсатора с нечетным числом пластин, причем эта разница будет тем больше, чем меньше пластин имеет конденсатор и чем меньше зазоры между пластинами по сравнению с разницей длин установочных шайб.

В большинстве практических случаев выведенных выражений достаточно для расчета конструкции конденсатора, почти полностью независимого от изменений температуры, так как емкость между системой пластин и экраном  $C_{30}$  обычно много меньше главной междуэлектродной емкости конденсатора  $C_{12}$ , и ее температурными изменениями можно пренебречь. В этом случае с достаточной для технических расчетов степенью приближения можно считать условием независимости емкости конденсатора от температуры выражения:

для конденсатора с нечетным числом пластин

$$\alpha_n \left[ 2 + \frac{a}{h-a} - \frac{8\gamma b_2}{(h-a)^2} \right] - \alpha_w \left[ \frac{h}{h-a} - \frac{8\gamma (h_1 - h_1')}{(h-a)^2} \right] = 1,8 \cdot 10^{-3}; \quad (22)$$

для конденсатора с четным числом пластин

$$\alpha_n \left\{ \frac{n-2}{n-1} \left[ 2 + \frac{a}{h-a} - \frac{8\gamma b_2}{(h-a)^2} \right] - \frac{2}{n-1} \frac{b_n}{h-a} \right\} - \alpha_w \left\{ \frac{n-2}{n-1} \left[ \frac{h}{h-a} - \frac{8\gamma (h_1 - h_1')}{(h-a)^2} \right] - \frac{2}{n-1} \frac{h_1 - h_1'}{h-a} \right\} = 1,8 \cdot 10^{-6}, \quad (23)$$

Для тех сравнительно редких случаев, когда емкость  $C_{30}$  между экраном и системой пластин составляет значительную часть общей емкости конденсатора и при расчетах ТКЕ ее влиянием нельзя пренебрегать, может быть предложен следующий способ расчета, дающий результаты, весьма близкие к действительным величинам. Емкость между торцевыми поверхно-



стями пластин и боковой стенкой экрана (рис. 5) учитывается в виде эквивалентного удлинения радиусов пластин на величину  $\delta$  (схематически это изображено на рис. 6).

Таким образом учитывается главная часть емкости между пластинами и экраном.

Эта емкость может затем быть найдена по формуле (1):

$$C_{20} \approx (n-2) \varepsilon_0 \pi \frac{\delta R}{d}, \quad (24)$$

где

- $R$  — радиус пластин,
- $d$  — расстояние между пластинами,
- $n$  — число пластин конденсатора.

Величина эквивалентного удлинения радиуса пластин  $\delta$  определяется отношением расстояния от торцов пластин до

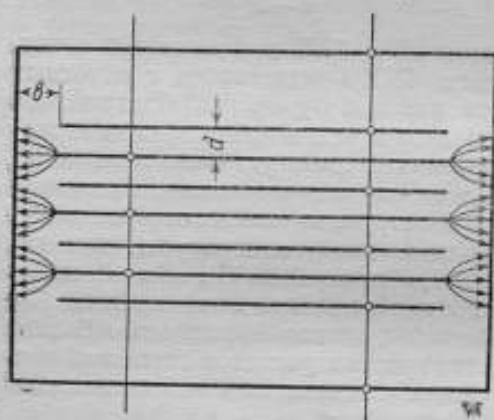


Рис. 5

экрана ( $b$ ) к расстоянию между пластинами ( $d$ ). Кроме того, эта величина зависит также и от соотношения между толщиной пластины  $a$  и расстоянием между пластинами  $d$ . Для конденсаторов, у которых толщина пластин  $a$  может считаться малой по сравнению с зазорами между пластинами  $d$  и расстоянием между торцами пластин и экраном  $b$ , эквивалентное удлинение радиусов пластин  $\delta$  определяется выражением:

$$\delta = 0,32 b - 0,13 d. \quad (25)$$

Формула (25) дает достаточно точные результаты при  $\frac{b}{d} > \frac{3}{2}$ , что охватывает большинство встречающихся на практике конструкций.

Для конденсаторов, у которых толщина пластин  $a$  велика по сравнению с зазором между пластинами  $d$ , эквивалентное удлинение определяется выражением:

$$\delta = \frac{1}{\pi} \left[ 2b \operatorname{arctg} \left( \frac{d}{b} \right) + d \ln \frac{1 + \left( \frac{b}{d} \right)^2}{4} \right]. \quad (26)$$

На рис. 7 дана зависимость отношения  $\frac{\delta}{d}$  от  $\frac{b}{d}$  для обоих типов конструкций, позволяющая определить эквивалентное

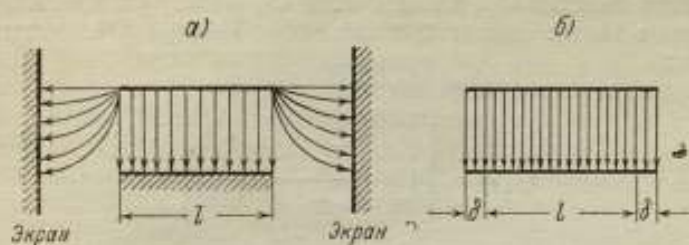


Рис. 6

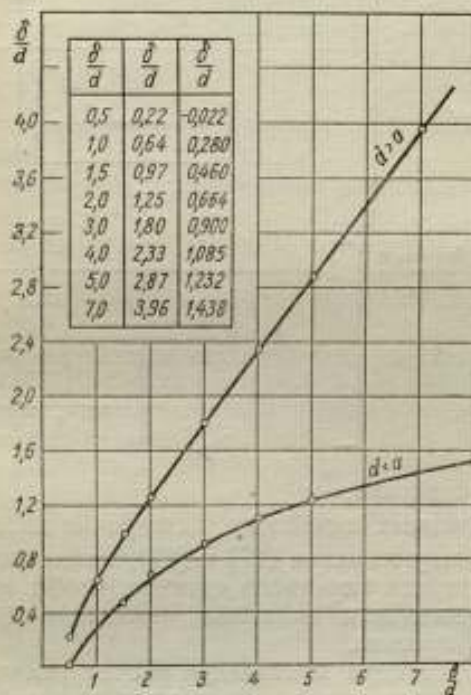


Рис. 7

удлинение радиуса пластин в зависимости от соотношения конструктивных элементов конденсатора.

Аналогично тому, что было проделано для емкости между системами пластин  $C_{12}$ , для емкости  $C_{20}$  между системой пластин и экраном также может быть найден ТКЕ  $\gamma_{20}$ . Он оказывается равным:

для конденсаторов, у которых  $a < d$ ,

$$\gamma_{20} = \alpha_n \left[ 1 + \frac{\frac{\alpha_s}{\alpha_n} R_s - R}{R_s - R - 0,41d} \right] - \frac{\alpha_{20} h - \alpha_n a}{h - a} \left[ 1 + \frac{d}{2,5(R_s - R) - d} \right]; \quad (27)$$

для конденсаторов, у которых  $a > d$ ,

$$\gamma_{20} = \alpha_n \left[ 1 + \frac{\frac{\alpha_s}{\alpha_n} R_s - R}{\frac{\ln \left[ 1 + \left( \frac{b}{d} \right)^2 \right]}{b - \frac{d}{2}} \operatorname{arctg} \left( \frac{d}{b} \right)} \right] - \frac{\alpha_{20} h - \alpha_n a}{h - a} \left[ 1 - \frac{1}{1 + 2 \frac{b}{d} \frac{\operatorname{arctg} \left( \frac{d}{b} \right)}{\ln \left[ 1 + \left( \frac{b}{d} \right)^2 \right]}} \right] \quad (28)$$

Здесь

$R_s$  — радиус экрана,

$\alpha_s$  — коэффициент линейного расширения материала экрана.

Пользуясь выражениями (27) и (28), можно подобрать такие размеры и материал экранного стакана, чтобы изменения температуры не вызывали заметных изменений емкости между пластинами и экраном.

В качестве примера произведен расчет температурного коэффициента емкости конденсатора с воздушным диэлектриком, изображенного на рис. 1.

Вначале рассчитаем ТКЕ конденсатора, предполагая качество сборки идеальным, благодаря чему пластины одной системы находятся точно на середине зазоров между пластинами другой системы, т. е. будем считать начальное смещение систем  $\tau$  равным нулю. Конденсатор имеет шесть пластин из алю-

миниевого сплава. Толщина пластин  $a = 3$  мм, диаметр 160 мм. Разделительные шайбы между пластинами одной системы, обозначенные на чертеже буквой  $m$ , выполнены из латуни и имеют высоту  $h = 5$  мм (зазоры между соседними пластинами разных систем оказываются равными по 1 мм). Болты  $A_1$  и  $B_1$  выполнены из дюралюминия так, что при нагревании конденсатора не возникает усилий, сдавливающих пластины и шайбы. Обе системы пластин крепятся болтами  $A_1$  и  $B_1$  на массивных платах  $P_1$  и  $P_2$ , сделанных из того же алюминиевого сплава, что и пластины. Толщины плат равны по  $b = 8$  мм. Платы разделены друг от друга изолирующими цилиндриками из плавленного кварца. Расстояние между платами равно 6 мм. Системы пластин удерживаются на должном расстоянии от плат при помощи латунных шайб  $h_1$  и  $h_1'$ . Высоты этих шайб соответственно равны 19 мм и 29 мм. Весь конденсатор заключен в экран, причем цилиндрическая боковая стенка экрана выполнена в виде стакана из листовой латуни толщиной 1 мм. Расстояние от внутренней поверхности экранного стакана до краев пластин равно 2,0 мм.

При расчетах мы примем табличные величины коэффициентов линейного расширения алюминиевого сплава  $\alpha_n = 24 \cdot 10^{-6}$  на  $1^\circ\text{C}$  и латуни  $\alpha_m = 18 \cdot 10^{-6}$  на  $1^\circ\text{C}$ .

Согласно формуле (15) основной ТКЕ конденсатора будет равен:

$$\begin{aligned} \gamma_{12n} &= 24 \cdot 10^{-6} \left[ 2 + \frac{3,0}{5,0 - 3,0} \right] - 18 \cdot 10^{-6} \left[ \frac{5,0}{5,0 - 3,0} \right] = \\ &= 39 \cdot 10^{-6} \text{ на } ^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

Получившееся выражение несколько проще формулы (15), так как мы не учитываем влияния начального смещения систем  $\gamma$ .

Учтем теперь влияние четной крайней пластины, для чего воспользуемся формулой (21):

$$\begin{aligned} \gamma_{12n} &= \frac{6-2}{6-1} \cdot 39 \cdot 10^{-6} + \frac{2}{6-1} \frac{18 \cdot 10^{-6}(29-19) - 24 \cdot 10^{-6} \cdot 8,0}{5,0 - 3,0} = \\ &= 28,8 \cdot 10^{-6} \text{ на } ^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

Как показывает расчет, добавление четной пластины имело результатом значительное понижение ТКЕ конденсатора.

Для того чтобы определить, как влияет качество сборки на ТКЕ рассматриваемого конденсатора, найдем, какое начальное смещение систем пластин  $\gamma$  вызывает изменение ТКЕ на  $\Delta\gamma_{12n}$ . Для этого выделим из формулы (14) член, зависящий от начального смещения. После простейших преобразований получаем:

$$\gamma = \Delta\gamma_{12n} \frac{(h-a)^2}{8 [\alpha_m (h_1 - h_1') - \alpha_n b_3]} \quad (29)$$

Рассчитаем, какое начальное смещение вызовет изменение ТКЕ на  $1 \cdot 10^{-6}$  на  $^{\circ}\text{C}$ :

$$\gamma = 1 \cdot 10^{-6} \frac{(5,0 - 3,0)^2}{8 [18 \cdot 10^{-6} (29 - 19) - 24 \cdot 10^{-6} \cdot 8,0]} \approx 42 \mu.$$

Найденная величина, очевидно, вполне однозначно определяет допуски на сборку конденсатора.

Дополнительную емкость за счет краевого эффекта можно приближенно определить по формуле (24). Для этого предварительно по кривой рис. 7 находим отношение эквивалентного удлинения радиуса пластин к зазору между пластинами  $\frac{\delta}{d}$ ; в данной конструкции отношение расстояния между экраном и пластинами к зазору между пластинами равно 2. По кривой рис. 7 находим  $\frac{\delta}{d} = 0,66$  или  $\delta = 0,66 d$ . Подставляя найденные значения эквивалентного удлинения пластин в формулу (24), получаем:

$$C_{20} = (6 - 2) \frac{10^{-9}}{36 \pi} \pi \frac{0,66 d \cdot 8 \cdot 10^{-2}}{d} = 5,9 \text{ пф.}$$

Подсчет емкости между системами пластин дает для рассматриваемого конденсатора величину  $C_{12} = 890 \text{ пф}$ . Совершенно очевидно, что при данной конструкции конденсатора влияние экрана на величину общего ТКЕ пренебрежимо мало и окончательно ТКЕ всего конденсатора может быть принят равным:

$$\gamma = (28,8 - 1,8) 10^{-6} = 27 \cdot 10^{-6} \text{ на } ^{\circ}\text{C}.$$

Получившееся значение близко к величинам, обычно определяющим ТКЕ образцовых конденсаторов, однако не трудно убедиться в том, что при надлежащем подборе материалов и соотношений размеров деталей величина ТКЕ может быть значительно снижена.

### Заключение

1. Материалы пластин и разделительных шайб должны иметь различные коэффициенты линейного расширения, причем температурный коэффициент линейного расширения шайб должен быть больше коэффициента линейного расширения пластин; соотношение между этими коэффициентами, обеспечивающее любой ТКЕ, в том числе и нулевой, может быть найдено по формулам, приведенным в настоящей работе.

2. ТКЕ конденсатора зависит от отношения толщины пластины к величине зазора между пластинами, причем ТКЕ будет тем меньше, чем меньше это отношение.



3. Задавая конструкцию конденсатора, можно так подобрать соотношение материалов и размеров деталей, что смещение последней, четной пластины будет несколько компенсировать общее изменение емкости при нагревании.

4. При сборке конденсаторов следует добиваться равенства зазоров между пластинами, однако пользуясь выражениями, выведенными в настоящей работе, можно подобрать такие соотношения конструктивных элементов конденсатора, при которых его ТКЕ будет в широких пределах независим от качества сборки.

### ПОГРЕШНОСТЬ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ, ОБУСЛОВЛЕННАЯ ИСКАЖЕННОСТЬЮ ФОРМЫ КРИВОЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА, И СПОСОБЫ ЕЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Как известно, выпрямительный прибор измеряет среднее значение переменного тока или напряжения. В связи с тем, что все остальные системы приборов переменного тока дают показания, пропорциональные действующим значениям, показания выпрямительных приборов градуировкой приводятся также к действующим значениям. Возможность такого приведения основана на том, что переход от средних значений к действующим осуществляется при помощи так называемого коэффициента формы кривой переменного тока, изменяющегося с изменением последней. Таким образом, показания прибора будут сильно зависеть от изменения формы кривой переменного тока, так как отклонение прибора, пропорциональное средним значениям, только в том случае может приниматься равным действующим, если остается неизменным переводный множитель, т. е. коэффициент формы кривой.

Влияние ошибки, возникающей при измерении выпрямительным прибором несинусоидальных токов и напряжений и называемой внешней ошибкой, в отличие от внутренней, зависящей от нелинейности вольтамперной характеристики выпрямителя, рассматривалось многими авторами. Задача сводилась к установлению величины погрешности выпрямительного прибора при той или иной форме кривой переменного тока.

Исходя из того, что любое гармоническое колебание может быть представлено аналитически в виде двойного бесконечного ряда по амплитуде и фазе:

$$A = A_1 \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} A_n \sin (n \omega t + \varphi_n),$$

вычислялось среднее значение за половину периода такого колебания, а также действующее значение той же волны, на основании чего получали выражение погрешности, вносимой искаженностью формы кривой переменного тока в самом общем виде, как отношение разности между показаниями прибора и

действительными значениями измеряемой величины к действительному значению величины:

$$F = \frac{\frac{A_1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2}{\pi} \left[ A_1 + \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{A_n}{n} \cos \varphi_n \right]}{\frac{2}{\pi} A_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} A_n^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} A_n^2}$$

$$F = \left( \frac{A_1 + \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{A_n}{n} \cos \varphi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} A_n^2}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (1)$$

Значительное упрощение выражения погрешности было получено для случаев, когда учитывается не суммарная погреш-



Рис. 1. Искаженная форма кривой переменного тока

ность от всех гармоник, а если она вычисляется для каждой  $n$ -й гармоники в отдельности. Действительно, если величина измеряемого тока содержит только  $n$ -ю гармонику, то выражение (1) упростится и примет вид:

$$F = \frac{a}{2n} [\cos \varphi_n - \cos (n\pi - \varphi_n)] \quad (2)$$

где  $a$  — отношение амплитуды  $n$ -й гармоники к амплитуде основной волны,  $n$  — номер гармоники.

Эта формула показывает, что в значительной мере величина погрешности при неизменности отношения зависит от положения фазы гармоники.

Исследование зависимости показаний выпрямительного прибора от искаженности формы кривой переменного тока, искажения которой характеризуют, например, кривая рис. 1, аналитическое выражение которой

$$A(A_n, \varphi_n) = 12,33 \cdot \sin(\omega t + 66^\circ 10') + 2,0 \sin(3\omega t + 11^\circ 40') + 0,97 \sin(5\omega t + 194^\circ 00')$$

показало расхождение в величинах погрешностей, вычисленных по формулам (1) и (2) и вычисленных по отношению площади данной кривой к средней амплитуде. Это расхождение

объясняется неточностью формулы (1), полученной для совпадения начал всех гармоник и неправильно обобщенной для произвольного сдвига фаз. Действительно, при выводе этой формулы, независимо от начала отсчета, средним значением для первой гармоники считается выражение  $\frac{2}{\pi} A_1$ , справедливое для случаев, когда отсутствует сдвиг фаз относительно первой гармоники. Удвоенное среднее значение всех высших гармоник за половину периода только тогда равно среднему за весь период, если имеет место совпадение начал всех высших гармоник с началом первой, т. е. если имеет место  $\cos \varphi_n = \pm 1$ , т. е. при сдвиге фаз, равном либо нулю, либо  $\pi$ .

На основании сказанного следует сделать вывод о нецелесообразности выражения погрешности выпрямительного прибора по амплитудам и фазам высших гармоник, тем более, что применение ее даже в тех случаях, когда она справедлива, требует дополнительного к выпрямительному прибору прибора или устройства, дающего возможность определить фазы и амплитуды гармоник. Применение для этой цели прибора типа определителя формы волны фирмы Сименса уже не дает нужных результатов, так как при этом остаются неизвестными фазы гармоник. Значительность же погрешности, которая достигается при наличии только третьей гармоники (в зависимости от положения фазы ее) от  $-15$  до  $+5\%$ , делает невозможным применение выпрямительных приборов для лабораторных измерений, если неизвестна форма кривой переменного тока.

Метод устранения этой погрешности, заключающийся в требовании квадратичности характеристики выпрямителя, рекомендуемый А. С. Авербухом [Л. 1], годен только для схем типа милливольтметровых и, кроме того, введение в схему указанных приборов выпрямителей с квадратичной характеристикой сразу же уничтожает основные преимущества выпрямительного прибора перед приборами других систем, применяемых для измерения величины переменного тока. Действительно, квадратичность характеристики выпрямителя обуславливает квадратичность же и шкалы прибора, в то время как в приборах с выпрямителями, характеристики которых могут считаться линейными, шкала только незначительно сжата в начале и равномерна в большей ее части. Кроме того, получение квадратичной характеристики возможно только для очень низких напряжений, т. е. для очень малых величин коэффициента выпрямления. Влияние же коэффициента выпрямления на показания прибора может быть охарактеризовано коэффициентом использования, под которым понимается величина, равная отношению разности прямого и обратного токов, отнесенная к величине прямого тока:

$$\eta = \frac{I_n - I_0}{I_n}$$

Выражая его через коэффициент выпрямления  $k$ , имеем:

$$\eta = 1 - \frac{1}{k}.$$

Чем больше величина  $k$ , тем ближе коэффициент использования к единице и, следовательно, тем меньше влияние выпрямителя на показания прибора.

Из сказанного следует, что квадратичная характеристика выпрямителя не может считаться достаточной для борьбы с ошибкой от формы кривой.

Способ борьбы с ошибкой от формы кривой, заключающийся в применении прибора на чисто синусоидальный ток или напряжение, т. е. на ту форму волны, при которой производилась градуировка, также не удовлетворителен.

Действительно, выделив основную волну с помощью фильтров и пропустив ее через выпрямительный прибор, можно получить результаты измерения независимыми от формы кривой. Однако полученные таким образом результаты будут иметь совершенно абстрактный интерес до тех пор, пока останутся неучтенными отфильтрованные гармоники, их фаза и амплитуда. А так как даже знание их при вычислении погрешности по формуле (1) дает не всегда правильный результат, то очевидно, что нужно получить такое выражение для определения погрешности выпрямительных приборов от формы кривой, при которой величины, входящие в нее, могли бы быть определены достаточно просто. Можно показать, что такой величиной является коэффициент формы кривой.

Известно, что связь между действующим значением, средним и коэффициентом формы кривой дается формулой:

$$A = A_{\text{med}} k_f.$$

Градуировка выпрямительного прибора производится при коэффициенте формы кривой, равном 1,11, соответствующем чистой синусоиде, обозначим его в дальнейшем  $k_{f_0}$ , следовательно,

$$A = k_{f_0} A_{\text{med}} = 1,11 A_{\text{med}}.$$

Так как прибор измеряет средние значения, то при неизменном среднем значении, независимо от коэффициента формы кривой, показания прибора останутся неизменными, хотя действующие значения измеряемой величины при этом изменятся. В этом случае вместо предыдущего выражения будет иметь место равенство:

$$A' = k_{f_n} A_{\text{med}},$$

где  $A'$  — действительная величина, подлежащая измерению. Показание же прибора останется неизменным, т. е. равным  $A_{\text{med}}$ .



Разность между  $A'$  и  $A$  даст погрешность, обусловленную искаженностью кривой:

$$A - A' = k_{f_0}^* A_{\text{med}} - k_{f_n} A_{\text{med}} = A \left( 1 - \frac{k_{f_n}}{k_{f_0}} \right).$$

Действительное значение измеряемой величины равно показанию прибора, умноженному на отношение коэффициентов форм кривых — искаженной и той, при которой производилась градуировка:

$$A' = A + \Delta A = A \frac{k_{f_n}}{k_{f_0}}.$$

Относительная погрешность дается выражением:

$$\frac{\Delta A}{A} = 1 - \frac{k_{f_n}}{k_{f_0}}.$$

Выраженную таким образом погрешность через коэффициент формы кривой можно будет легко учесть, если иметь прибор

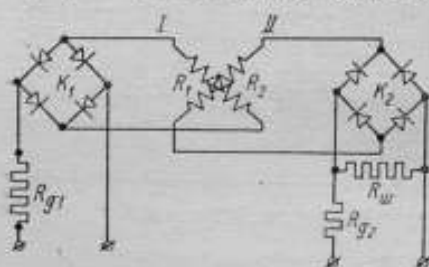


Рис. 2. Принципиальная схема прибора с непосредственным отсчетом, измеряющего коэффициент формы кривой

достаточно простой конструкции, не требующий для получения измеряемой величины коэффициента формы кривой каких-либо сложных манипуляций.

Коэффициент формы кривой представляет собой отношение действующих значений к средним. Следовательно, для непосредственных его измерений нужен прибор, измеряющий отношения, т. е. логометр.

Если подобрать элементы схемы таким образом, чтобы

один из вращающих моментов логометра, образующих измеряемое отношение, был пропорционален действующим значениям, а второй — средним, то показания такого прибора были бы пропорциональны коэффициенту формы кривой переменного тока.

Осуществить такой прибор можно при помощи применения выпрямителей с различными характеристиками — квадратичной в ветви, где вращающий момент должен быть пропорционален действующим значениям, и линейной в той ветви, где он должен быть пропорционален средним значениям. Требования строгой квадратичности одной и линейности другой характеристик выпрямителей определяет возможность осуществления самого прибора. Естественно поэтому, что на выпрямитель должно

подаваться строго расчетное напряжение, обеспечивающее нужный режим работы.

Принципиальная схема прибора, измеряющего коэффициент формы, дана на рис. 2. Прибор, осуществленный по этой схеме, давал бы показания, пропорциональные отношению квадрата действующих значений к средним, т. е. величину коэффициента формы кривой, умноженной на действующее значение напряжения. И лишь до тех пор, пока величина напряжения остается неизменной, показания прибора остаются пропорциональными только коэффициенту формы кривой. Действительно, если выпрямитель работает на линейном участке характеристики, то при заданном напряжении на зажимах выпрямительного мостика ток  $i_\theta$  в диагонали моста, если предположить одинаковость всех четырех шайб и, следовательно, равенство прямых и обратных токов, будет:

$$i_\theta = \frac{(R_0 - R_n) R_\theta}{2R_0 R_n + R_\theta (R_0 + R_n)} u. \quad (3)$$

Подвижная часть измерителя обладает настолько большой инерцией, что не может следить за мгновенными изменениями тока и устанавливается под влиянием некоторого среднего значения вращающего момента:

$$D = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} D_t dt, \quad (4)$$

где  $D_t$  — мгновенное значение вращающего момента, равного для магнитоэлектрических приборов

$$D_t = \frac{1}{9810} B s w i_\theta = C i_\theta [\text{ГсМ}]. \quad (5)$$

Подставляя (5) в (4) и заменив  $i_\theta$  выражением (3), получим:

$$D = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{(R_0 - R_n) R_\theta}{2R_0 R_n + R_\theta (R_0 + R_n)} u dt.$$

Проинтегрировать это выражение в общем виде невозможно, так как сопротивления  $R_n$  и  $R_0$  не являются постоянными, а зависят от приложенного напряжения, в свою очередь зависящего от времени.

Если подобрать режим, при котором  $R_n$  и  $R_0$  будут постоянными, что достижимо при определенных значениях напряжения, то под знаком интеграла останется только напряжение, и таким образом получается результат:

$$D = CU_{\text{mod}}^2$$

означающий, что средний вращающий момент пропорционален среднему значению приложенного напряжения.

Противодействующий момент создается такой же подвижной частью, которая создает вращающий момент, но только между током и приложенным напряжением существует квадратичная зависимость. Следовательно, противодействующий момент

$$M = \frac{2}{T} C' \int_0^T u^2 dt = C' U^2 \quad (6)$$

пропорционален квадрату действующего значения напряжения. Отклонение логометра  $\alpha_c$  равно

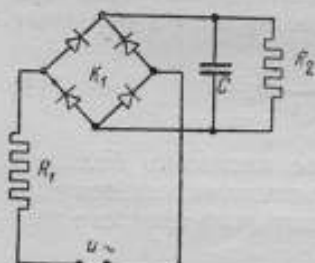


Рис. 3. Схема, дающая средние значения выпрямленного тока

$$\alpha_c = f\left(\frac{U^2}{U_{med}}\right) = f(k_f U),$$

пропорционально коэффициенту формы кривой, умноженному на действующее значение напряжения.

Зависимость показаний прибора от величины действующего значения напряжения и, следовательно, требование его постоянства приводит к необходимости дополнительно к прибору, измеряющему коэффициент формы,

иметь прибор, измеряющий действующее значение напряжения.

Устранить зависимость от напряжения можно, очевидно, в двух случаях, либо:

1) добившись такого режима, когда будет измеряться отношение между квадратом действующих значений и квадратом средних значений этого же напряжения. Имеется в виду какой-либо способ, допускающий возможность получения средних значений с последующим возведением их в квадрат, предусматриваемым электрической схемой (схема возведения в квадрат);

2) создав такой режим, при котором оказалось бы возможным извлечь квадратный корень из усредненного предварительно квадрата напряжения, т. е. из квадрата действующего напряжения (схема извлечения корня).

Схема возведения в квадрат. Пусть имеет место схема, создающая условия работы выпрямителя, собранного по схеме Миткевича, на линейном участке его характеристики (рис. 3). Сопротивление  $R_1$  во много раз превосходит сопротивление выпрямителя. Выпрямленный ток будет иметь пульсирующий характер. Для мгновенных значений тока и напряжения имеет место линейная зависимость. Нас интересует возможность

получения на выходе выпрямителя средней величины напряжения. Если для этой цели замкнуть выпрямитель на конденсатор, то в зависимости от его емкости и от сопротивления, на которое конденсатор сможет разряжаться, могут иметь место два предельных случая, либо:

а) сопротивление  $R_2$ , на которое замкнут конденсатор, много больше  $R_1$  (стремится, скажем, к бесконечности), тогда, спустя некоторое время, зависящее от  $C$  и  $R_1$ , к конденсатору окажется приложенным постоянное напряжение, равное по абсолютной величине максимальному значению приложенного переменного;

б) постоянная времени  $R_2 C$  сравнима с периодом изменения измеряемого напряжения в цепи; напряжение на конденсаторе будет следить за изменением напряжения в цепи.

На основании сказанного можно сделать вывод о возможности определенным подбором соотношений между сопротивлениями и емкостью, входящих в схему, создать такие условия, при которых напряжение на конденсаторе  $u_c$  будет соответствовать среднему значению выпрямленного.

Математически эта задача разрешается следующим образом.

Уравнение, характеризующее происходящие в цепи процессы, дающее соотношение между зарядным и разрядным током, будет:

$$C \frac{du_c}{dt} = \frac{u - u_c}{R_1} - \frac{u_c}{R_2}, \quad (7)$$

где обозначения сопротивлений соответствуют данным на чертеже;  $u_c$  — напряжение, приложенное к конденсатору.

После элементарных преобразований (7) примет вид:

$$\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} C \frac{du_c}{dt} = \frac{u R_2}{R_1 + R_2} - u_c. \quad (7')$$

Сопротивление  $R_1$  включает сопротивление выпрямителя, равное для прямого направления нулю и бесконечности для обратного. Таким образом,

$$R_1 = K_1 f(u - u_c) = K_1 f(x),$$

причем, если  $u > u_c$ , то  $f(x) = 1$ , если  $u < u_c$ , то  $f(x) \rightarrow \infty$ .

Для  $u_c > u$ ,  $R_1 \rightarrow \infty$ , следовательно, (7') примет вид:

$$CR_2 \frac{du_c}{dt} + u_c = 0.$$

Решение для этого случая

$$u_c = U_{c_0} e^{-\frac{t}{R_2 C}} \quad (8)$$

будет обычным условием разряда конденсатора через активное сопротивление и не представляет для нас интереса.

Решение же уравнения (7') для случая, когда  $u_c < u$ , в общем виде находится следующим путем.

Множитель  $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$  в (7') может рассматриваться как эквивалентное сопротивление параллельной цепи  $R$ :

$$RC = \tau,$$

где  $\tau$  — постоянная времени.

Тогда окончательно (7') можно записать в виде:

$$\tau \frac{du_c}{dt} + u_c = u \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (9)$$

Умножая обе части равенства на  $e^{-\frac{t}{\tau}}$ , получаем:

$$e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{du_c}{dt} + \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} u_c = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} f(t).$$

Левая часть этого равенства представляет собой производную от произведения  $e^{-\frac{t}{\tau}} u_c$ .

Следовательно,

$$\left( e^{-\frac{t}{\tau}} u_c \right)' = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} f(t);$$

$$e^{-\frac{t}{\tau}} u_c = \frac{1}{\tau} \int e^{-\frac{t}{\tau}} f(t) dt + C;$$

$$u_c = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \left[ \int e^{-\frac{t}{\tau}} f(t) dt + C \right];$$

так как

$$\int A e^{-\frac{t}{\tau}} dt = A \tau e^{-\frac{t}{\tau}}$$

и

$$f(t) = \sum_k a_k \sin(k \omega t + \delta_k) + A_0,$$

то

$$\begin{aligned} \int e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(k \omega t + \delta_k) dt &= \tau e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(k \omega t + \delta_k) - k \omega \tau \int e^{-\frac{t}{\tau}} \cos(k \omega t + \\ &+ \delta_k) dt = \tau e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(k \omega t + \delta_k) + \tau^2 k \omega e^{-\frac{t}{\tau}} \cos(k \omega t + \delta_k) - \\ &- \tau^2 k^2 \omega^2 \int e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(k \omega t + \delta_k) dt. \end{aligned}$$



Преобразовывая, получим:

$$\int e^{\frac{t}{\tau}} \sin(k\omega t + \delta_k) dt = \frac{e^{\frac{t}{\tau}}}{\tau^2 k^2 \omega^2 + 1} \left[ e^{\frac{t}{\tau}} \sin(k\omega t + \delta_k) - \tau k \omega e^{\frac{t}{\tau}} \cos(k\omega t + \delta_k) \right].$$

Следовательно,

$$u_c = \frac{c}{\tau} e^{\frac{t}{\tau}} + \sum_k \frac{a_k}{\tau^2 k^2 \omega^2 + 1} \left[ \sin(k\omega t + \delta_k) + \tau k \omega \cos(k\omega t + \delta_k) \right] + A_0. \quad (10)$$

Первый член этого равенства асимптотически стремится к нулю и при достаточно большом  $t$  его можно принять равным нулю.

Для того чтобы  $u_c$  было равно  $A_0$  — постоянной величине, нужно, чтобы второй член (10) был много меньше третьего.

В выражении (9) предполагалось, что

$$u \frac{R_2}{R_1 + R_2} = B_0 + \sum_{-\infty}^{+\infty} b_k e^{i(k\omega t + \delta_k)}, \quad (11)$$

следовательно,

$$u_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = B_0$$

и

$$A_0 = B_0 = u_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (12)$$

Таким образом,  $A_0$  представляет собой долю среднего значения выпрямленного напряжения.

Для того чтобы  $u_c = A_0$ , нужно

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \gg \frac{1}{\tau^2 k^2 \omega^2 + 1}. \quad (13)$$

Так как  $\tau = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C$  положительно и больше единицы, то (13) будет выполнено тем более, если выполнено условие:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \gg \frac{1}{\tau k \omega + 1} = \frac{1}{C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} k \omega + 1}.$$

Пренебрегая единицей в знаменателе правой части, преобразовываем его к виду:

$$1 \gg \frac{1}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C k \omega} \quad \text{или} \quad \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C k \omega \gg 1.$$

Но так как  $R_1$  включает сопротивление выпрямителя, то оно становится равным бесконечности, когда  $u < u_c$ . Нужно создать такие условия, при которых сопротивлением выпрямителя можно пренебречь, так как в противном случае наше условие теряет смысл. Для этого для подавляющей части периода должно быть  $u \gg u_c$ , для чего необходимо:

$$U_{\text{med}} = u_0 \gg u_c, \quad (14)$$

и так как

$$u_c = u_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

то (14) равнозначно

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \ll 1,$$

т. е.

$$R_1 \gg R_2. \quad (15)$$

Условие (15) должно обеспечить получение среднего значения выпрямленного напряжения на конденсаторе.

Для проверки правильности полученных результатов были произведены измерения напряжения  $u_c$  при различных значениях сопротивления  $R_2$  по схеме рис. 4, где  $G$  — источник импульсного напряжения прямоугольной формы.

Эти опыты показали, что при соблюдении полученного на основании теоретических соображений условий, т. е. при  $R_1 \gg R_2$ , действительно возможно получить среднее значение выпрямленного напряжения на конденсаторе.

Однако для поставленной нами задачи недостаточно получения средних значений выпрямленного напряжения, а необходимо, чтобы ток был пропорционален квадрату среднего значения. Следовательно, нужна схема, „возводящая в квадрат“. Такой схемой может явиться схема, приведенная на рис. 5, где падение напряжения на  $R_2$  равно  $u_c$  и, следовательно, пропорционально среднему значению выпрямленного напряжения. Параллельно сопротивлению  $R_2$  присоединена цепь, состоящая из последовательно соединенных: 1) выпрямителя с квадратичной характеристикой и 2) некоторого сопротивления. Общее сопротивление этой параллельной ветви  $R_3$ . К сопротивлению  $R_3$  предъявляется одновременно два требования:

1)  $R_2$  должно быть таким, чтобы обеспечить квадратичность работы выпрямителя  $K_2$ , с одной стороны, и с другой—

2) подключение  $R_2$  не должно нарушать установленных соотношений сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ , необходимых для получения среднего значения напряжения  $U_{med}$ .

При выполнении этих условий ток через гальванометр будет:

$$i = a (U_{med})^2,$$

т. е. такой, какой мы стремились получить.

Если последовательно с гальванометром (рис. 5), разомкнув ключ  $\mathcal{B}$ , присоединить одну из рамок логометра, то при условии, что вторая его рамка питается от выпрямителя с квадратичной характеристикой, получим отклонение логометра пропорцио-

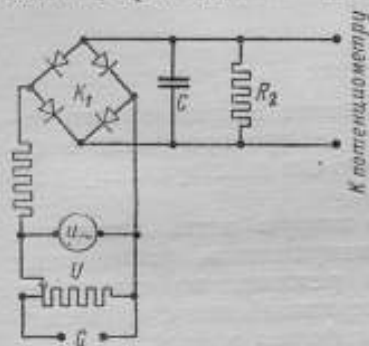


Рис. 4. Схема контроля правильности получения средних значений выпрямленного тока

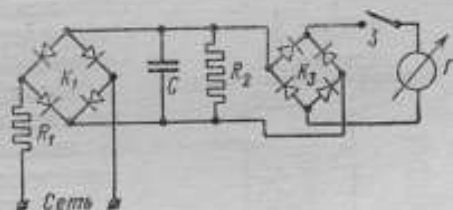


Рис. 5. Схема «возведения в квадрат»

нальным отношению квадрата действующих значений напряжения к квадрату средних, т. е.

$$\alpha = \frac{U^2}{(U_{med})^2} = k_f^2,$$

пропорциональным квадрату коэффициента формы кривой и независимым от  $U$ .

Перейдем теперь к выяснению вопроса о возможности получения прибора, измеряющего коэффициент формы кривой, дающего линейную шкалу. Для этого рассмотрим схему рис. 6.

Схема «извлечения корня». Здесь, так же как и в предыдущем случае, используется принцип усреднения. Но так как подаваемое напряжение на выпрямитель  $K_2$  много меньше, чем для случая линейной работы, и так как требование  $R_2 \ll R_1$  здесь приводится к требованию  $R_2 \ll R_m$ , где сопротивление  $R_m$  равно нескольким десяткам ом, то требование малости  $u_c$  сравнительно со средним значением выпрямленного напряжения очень жесткое, которое может поставить под угрозу

возможность применения всей схемы. Если же все нужные условия выполнены, то, так как выпрямитель  $K_3$  имеет квадратичную характеристику,

$$i_1 = aU_{k_2}^2,$$

следовательно,

$$U_{k_2} = \sqrt{i_1/a},$$

и так как

$$i_2 = U_{\text{mod}} \epsilon,$$

то

$$U_{k_2} = \sqrt{U_{\text{mod}} \epsilon / a}.$$

Падение напряжения на выпрямителе  $U_{k_2}$  пропорционально корню квадратному из среднего значения выпрямленного напряжения, т. е. пропорционально непосредственно его действующему значению.

Если во вторую ветвь логометра включить выпрямитель, работающий в линейном режиме, то получится прибор, измеряющий непосредственно коэффициент формы кривой.

К сожалению, значения напряжения, при которых возможно осуществить такую схему, настолько малы, что выпрямители, собранные по схеме Миткевича, как правило, либо перестают давать заметное выпрямление, либо даже изменяют знак выпрямления. Поэтому, несмотря на ряд преимуществ схемы «извлечения корня», как то: линейность шкалы, простота схемы, возможность объективного контроля неизменности тока, пропорционального действующим значениям

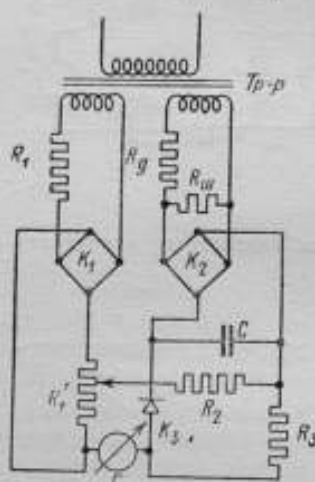


Рис. 6. Схема «извлекающая корень квадратный»

напряжения, и т. п., предпочтение отдается схеме «возведения в квадрат».

В обоих разбиравшихся случаях выпрямитель  $K_1$  стоит уже со стороны постоянного тока. Казалось бы, что при этом достаточно иметь одну шайбу, а не схему Миткевича. Но уравнение, характеризующее зависимость тока от напряжения такой пластины, в самом общем виде представляет собой экспоненциальную функцию. При достаточно малых напряжениях, разлагая эту функцию в ряд, можно, как известно, ограничить этот ряд двумя членами. Наличие члена в этом разложении, зависящего от первой степени напряжения, для рассматривавшихся

схем недопустимо — нужно иметь строго квадратичный характер зависимости между током и напряжением. Поэтому следует и на стороне постоянного тока иметь выпрямитель, собранный по схеме Миткевича.

Следует указать, что порядок величин тока, проходящего по рамкам логометра, даже при работе со схемой „возведения в квадрат“ таков, что добиться устойчивой работы его трудно. Поэтому вместо логометра может быть применено устройство из системы сопротивлений  $R_3$ ,  $R_4$  и гальванометра, устанавливаемого на нуль движком, скользящим по сопротивлению  $R_4'$  (рис. 7),

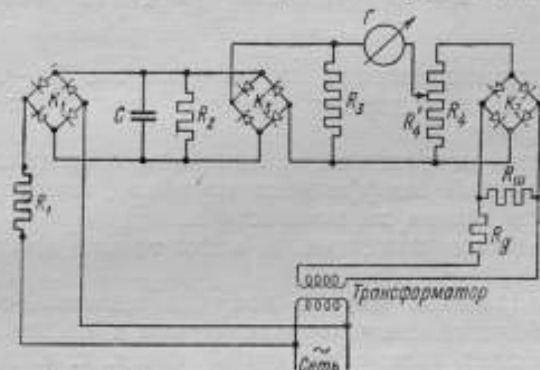


Рис. 7. Принципиальная схема прибора с наводкой, измеряющего коэффициент формы кривой

которое может быть отградуировано непосредственно в величинах квадрата коэффициента формы кривой.

Такая схема сравнительно с разбиравшейся ранее схемой с логометром имеет существенный недостаток, так как вместо прибора с непосредственным отсчетом она дает прибор, в котором для получения отсчета нужно произвести ряд манипуляций, сводящихся к установлению на нуль гальванометра. Но, с другой стороны, замена логометра на высокочувствительный прибор и сопротивления, точность подгонки которых очень велика, дает существенный выигрыш в точности измерения.

Из сказанного совершенно очевидно, что требования строгой квадратичности одних и линейности других выпрямителей, входящих в схему, определяют самую возможность осуществления прибора. Отбор таких выпрямителей только на основании снятия характеристик очень усложнил бы задачу и, кроме того, не всегда привел бы к желательным результатам в области напряжений, представляющих интерес. Естественно поэтому получить способ управления характеристикой выпрямителя.

Практически равновероятны случаи характеристик выпрямителей со степенями выше и ниже двух, и пути приведения их к заданной, естественно, различны.



При том условии, что характеристика выпрямителя описывается уравнением степени выше двух, оказывается возможным включением последовательно с выпрямителем линейного сопротивления определенной величины получать характеристику всей системы (выпрямитель + сопротивление), на определенном участке близкой или даже совпадающей полностью с квадратичной параболой.

Аналитически наше условие можно записать так:

$$u = ai^n + Ri \approx Ai^{1/2} \left( n < \frac{1}{2} \right),$$

где

$ai^n$  — падение напряжения на выпрямителе ( $n$  — постоянная, зависящая от данных размеров пластины и от температуры);

$Ri$  — падение напряжения на линейном сопротивлении;

$A$  — постоянный коэффициент параболы, к которой подгоняется данная характеристика.

Такое равенство может иметь место только при определенных  $R$  и  $A$ .

Однако, определив их, мы получим значение сопротивления  $R$ , приводящее нашу характеристику к заданной (квадратичной параболе) только для одной точки, т. е. для определенного значения тока. Такое решение представляет меньший интерес, чем если бы была возможность получить параболу для определенного участка. Для этого на заданной кривой выбирают две точки с достаточным между ними интервалом. Эти две точки можно уложить на параболу при условии последовательного или параллельного включения некоторого линейного сопротивления с нелинейным сопротивлением, вольт-амперная характеристика которого представляется кривой порядка выше двух; все остальные точки будут укладываться на эту квадратичную параболу с большей или меньшей степенью точности.

Для первой из выбранных нами произвольно точки требования квадратичности может быть записано в виде:

$$U_1 + Ri_1 = k \sqrt{i_1},$$

где  $i_1$  — координата точки и  $U_1 = f(i_1)$ .

Для второй точки

$$U_2 + Ri_2 = k \sqrt{i_2},$$

где  $i_2$  — координата второй точки и  $U_2 = f(i_2)$ .

Решая совместно эти два равенства относительно  $R$ , получим:

$$R = \frac{f(i_1) - f(i_2) \sqrt{\frac{i_1}{i_2}}}{i_2 \sqrt{\frac{i_1}{i_2}} - i_1} \quad (16)$$

Полученная при таком  $R$  характеристика в точках  $i_1$  и  $i_2$  точно совпадает с квадратичной параболой.

На рис. 8,а разобран пример подгонки параболы четвертой степени с помощью линейного сопротивления к квадратичной параболе, изображенной на рисунке пунктирной линией. В вы-

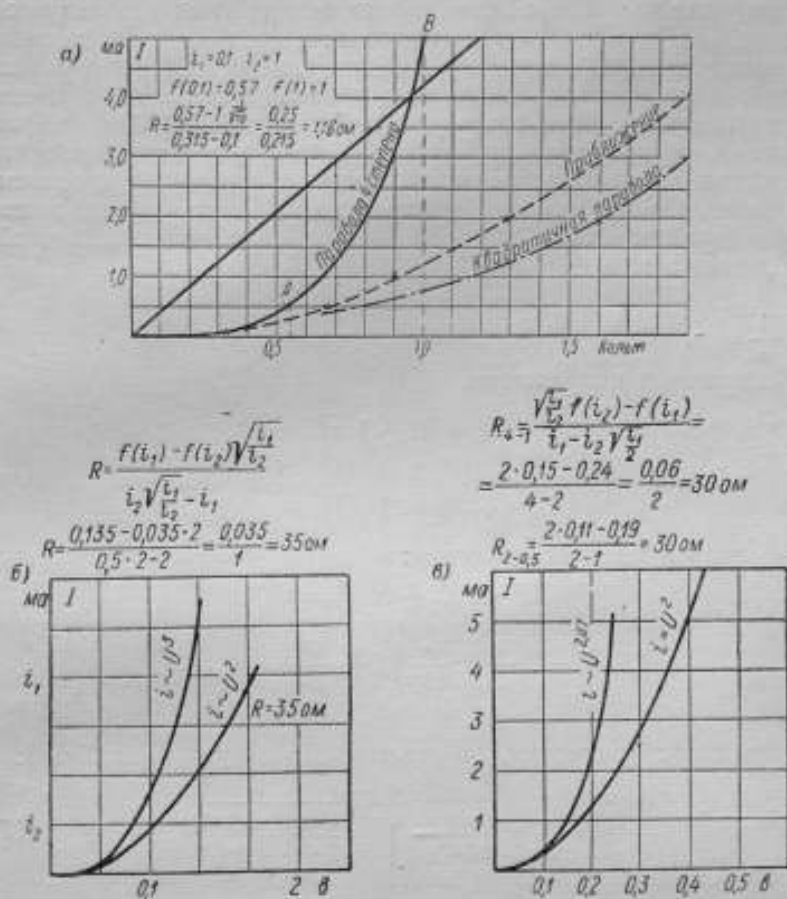


Рис. 8. Примеры приведения данной вольтамперной характеристики к заданной

бранных точках она, естественно, совпадает с кривой, изображающей квадратичную параболу, а на остальном участке несколько отличается от нее. Степень этого отклонения зависит как от выбранного интервала, на котором производится подгонка характеристики, так и от того, насколько сильно отличается заданная кривая от требуемой. Уже для кубической параболы (рис. 8,б) теоретическая и подгоночная параболы полностью совпадают на очень широком интервале напряжений.

Рис. 8,в демонстрирует полное совпадение подгоночной и теоретической парабол для кривой степени 2,57.

В разобранных примерах линейное сопротивление играет роль спрямителя характеристик. В зависимости от величины этого сопротивления можно добиться различного спрямления. Поэтому для получения линейной характеристики используется этот же метод; оценить его можно так: если имеется система выпрямитель + линейное сопротивление, величина которого во много раз превосходит сопротивление выпрямителя, т. е. имеет место отношение этих сопротивлений порядка 1/100, то в этом случае можно говорить уже только о незначительном проценте искажения линейной зависимости между током и напряжением, вносимым выпрямителем. Действительно, пусть имеет место схема, характеристику которой можно считать квадратичной, т. е. имеет место

$$i = ai^2; \quad u = \sqrt{i} \alpha;$$

где  $\frac{1}{a} = \alpha$ .

Подаваемое напряжение

$$U = Ri + \sqrt{\alpha i}$$

или

$$U - Ri = \sqrt{\alpha i}.$$

Возводя в квадрат, получим:

$$U^2 - 2Ri + R^2 i^2 = \alpha i$$

или

$$i^2 - 2\left(\frac{1}{R} + \frac{\alpha}{2R^2}\right)i + \frac{U^2}{R^2} = 0.$$

Корень этого уравнения, обращающийся в нуль, при  $U = 0$ :

$$i = \frac{U}{R} + \frac{\alpha}{2R^2} - \sqrt{\frac{U^2 \alpha}{R^2} + \frac{\alpha^2}{4R^4}}, \quad (17)$$

при  $U \rightarrow 0$

$$i = \frac{U}{R} + \frac{\alpha}{2R^2} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{4RU}{\alpha}}\right) \approx \frac{U}{R} - \frac{\alpha}{2R^2} \left(\frac{2R}{\alpha} U - \frac{2R^2 U^2}{\alpha}\right) = \frac{U^2}{\alpha}.$$

при условии, что  $\frac{4RU}{\alpha} < 1$ .

Если  $U \rightarrow \infty$ , то из (17):

$$i = \frac{U}{R} + \frac{\alpha}{2R^2} - \frac{\sqrt{\alpha U}}{R^{\frac{3}{2}}} \sqrt{1 + \frac{\alpha}{4RU}} \approx \frac{U}{R} +$$

$$1 + \frac{\pi}{2R^2} \frac{\sqrt{\alpha U}}{R^{\frac{3}{2}}} - \frac{\alpha^{\frac{3}{2}}}{8R^{\frac{5}{2}} \sqrt{U}} \quad (17')$$

Из полученного результата следует, что при достаточно больших сопротивлениях  $R$ , а именно при  $R \gg \frac{\alpha}{U}$ , мы имеем:

$$i \approx \frac{U}{R},$$

т. е. характеристика выпрямителя может считаться линейной. Относительную погрешность такой замены для общего случая вычислить не представляется возможным, а для част-

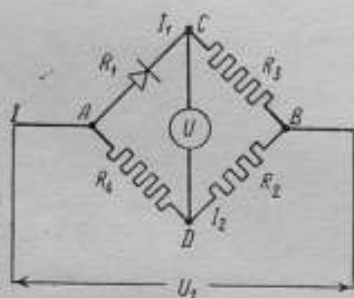


Рис. 9. Схема, повышающая степень вольтамперной характеристики

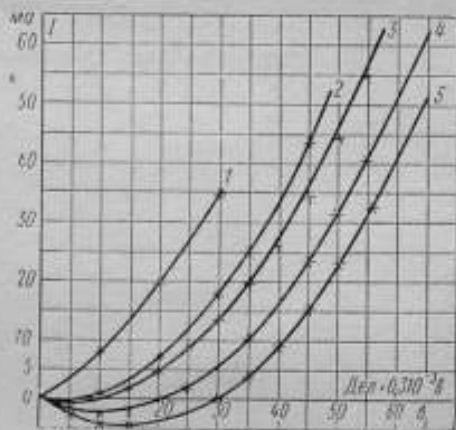


Рис. 10. Вольтамперные характеристики для различных режимов схемы рис. 9

ных случаев заданной характеристики и величины активного сопротивления это сделать очень легко.

Повышения степени характеристики выпрямителя, включенного со стороны постоянного тока, можно добиться, включив в одно плечо схемы этот выпрямитель и оставив в остальных плечах линейные сопротивления (рис. 9).

Подбирая величины этих сопротивлений таким образом, чтобы в пределах определенного изменения напряжения, прикладываемого к диагонали  $AB$ , ток во второй его диагонали оставался равным нулю, можно повысить степень характеристики системы.

На рис. 10 приведены результаты испытания такой системы на постоянном токе. Кривая  $I$  соответствует характеристике выпрямителя, снятой без добавочных сопротивлений; 2, 3, 4 и 5 — соответственно для различных значений сопротивлений.

Как видно из рисунка, кривая 2 уже с очень большой степенью точности представляет собой параболу, в то время как кривая 1 в начале координат близка к прямой.

Из приведенных результатов видно, что управление характеристиками может производиться в достаточно широких пределах и с достаточной для практических целей степенью точности.

Указанными способами были получены строго квадратичные и линейные характеристики выпрямителей. Собранный по схеме рис. 7 прибор дал вполне удовлетворительные результаты при измерении коэффициента формы кривой, обеспечив точность его измерения 0,5%.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А. С. Авербух, Детекторные вольтметры и милливольтметры завода „Электроприбор“, ИЭСТ, 1933, № 10, 36—41.

Ответственный редактор директор ВНИИМ *М. П. Павлов*  
Технический редактор *А. А. Забродина*

Сдано в прозв. 8/IX 1952 г. Подп. к печати 23/XII 1952 г. М 54169  
Печ. л. 9,5. Бум. л. 4,75. Уч.-изд. л. 11. Формат бумаги 60×92<sup>1</sup>/<sub>16</sub>  
Тираж 600. Заказ 2641

Типография № 2 Ленгортполиграфиздата. Ленинград, Социалистическая, 14.



### О П Е Ч А Т К И

| Стр. | Строка   | Напечатано                                                                 | Должно быть                                                                | По вине    |
|------|----------|----------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------|------------|
| 26   | 21 снизу | 0,05                                                                       | 0,005                                                                      | Типогр.    |
| 32   | 3 сверху | во время                                                                   | во времени                                                                 | Автора     |
| 32   | 15 "     | линии                                                                      | линий                                                                      | -          |
| 32   | 23 "     | потенциал и                                                                | потенциал $U$                                                              | Корр. изд. |
| 61   | 3 "      | замкнутой                                                                  | разомкнутой                                                                | -          |
| 67   | 8 "      | $S_w =$                                                                    | $S_u =$                                                                    | Автора     |
| 67   | 7 снизу  | 1                                                                          | 1                                                                          | -          |
| 70   | Табл. 2  | $\left[ r_w \left( 2 + \frac{r_g}{r_y} + r_g \right) \right]$<br>$(S_w)_0$ | $\left[ r_w \left( 2 + \frac{r_g}{r_y} \right) + r_g \right]$<br>$(S_u)_0$ | -          |

Электрические измерения

Как видно из рисунка, кривая 2 уже с очень большой степенью точности представляет собой параболу, в то время как кривая 1 в начале координат близка к прямой.

Из приведенных результатов видно, что управление характеристиками может производиться в достаточно широких пределах и с достаточной для практических целей степенью точности.

Указанными способами были получены строго квадратичные и линейные характеристики выпрямителей. Собранный по схеме рис. 7 прибор дал вполне удовлетворительные результаты при измерении коэффициента формы кривой, обеспечив точность его измерения 0,5%.

### ЛИТЕРАТУРА

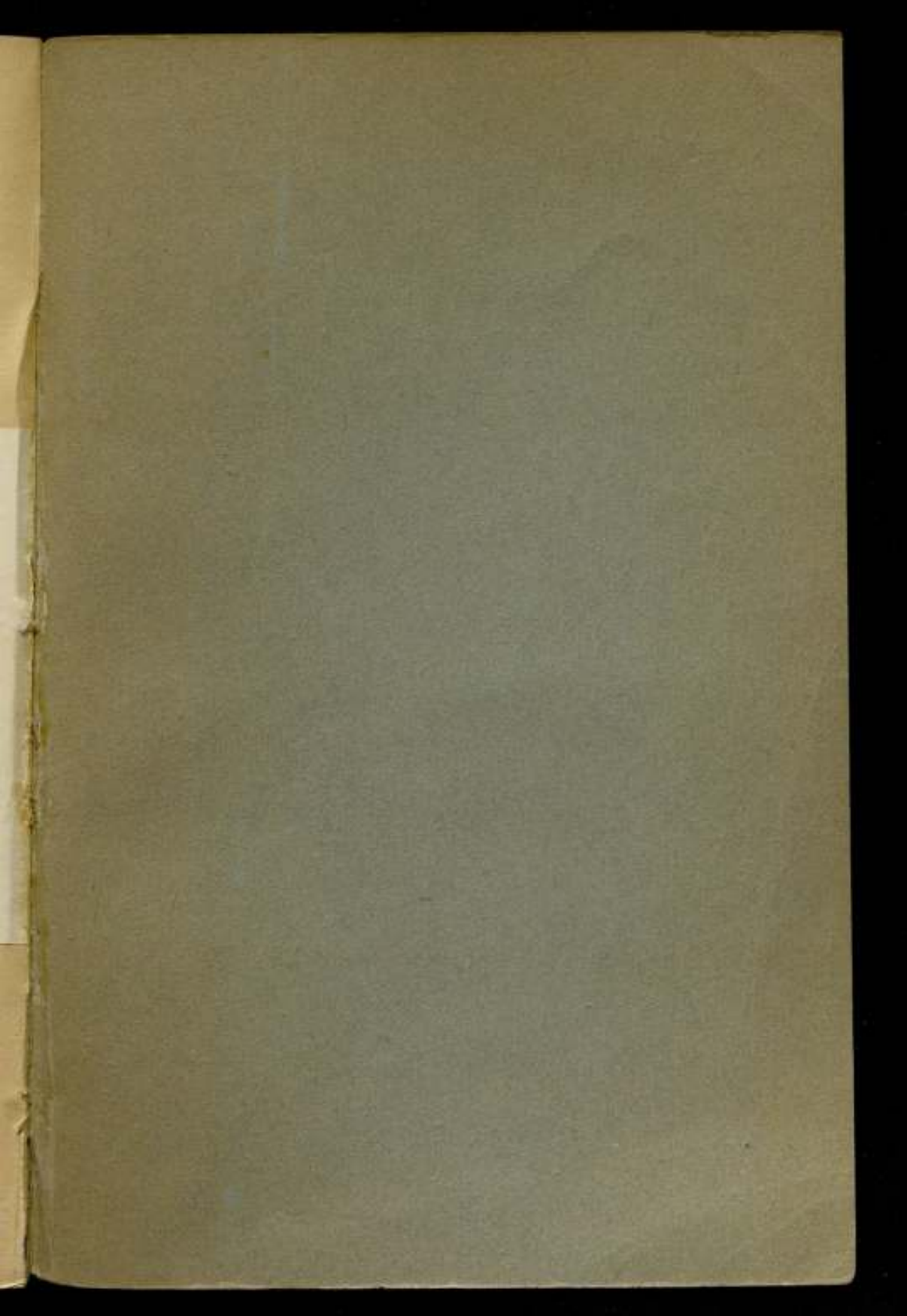
#### ИСПОЛНЕНИЕ

| № п/п | Исполнитель  | Содержание                 | Дата     |
|-------|--------------|----------------------------|----------|
| 1     | Иванов И.И.  | Выполнение чертежа         | 15.08.52 |
| 2     | Петров П.П.  | Изготовление детали        | 20.08.52 |
| 3     | Сидоров С.С. | Сборка прибора             | 25.08.52 |
| 4     | Климов К.К.  | Проверка работоспособности | 30.08.52 |
| 5     | Мухомов М.М. | Написание отчета           | 05.09.52 |

Ответственный редактор директор ВНИИМ *М. П. Павлов*  
Технический редактор *А. А. Забродина*

Сдано в прозв. 8/IX 1952 г. Подп. к печати 23/XII 1952 г. М 54169  
Печ. л. 9,5. Бум. л. 4,75. Уч.-изд. л. 11. Формат бумаги 60×92<sup>1</sup>/<sub>16</sub>.  
Тираж 600. Заказ 2541

Типография № 2 Ленгорполиграфиздата, Ленинград, Социалистическая, 14.



Цена 7 р. 70 к.

