

*А.М.Илюкович*

ТЕХНИКА  
ЭЛЕКТРО-  
МЕТРИИ

---



6П2.1.081

И 48

УДК 621.317.3.01

**Илюкович А. М.**

**И 48** Техника электрOMETрии. М., «Энергия», 1976.

400 с. с ил.

В книге рассматриваются методы и средства измерения малых электрических сигналов в высокоомных цепях и сопротивлений таких цепей при малых уровнях постоянных или медленно меняющихся токов (вплоть до  $10^{-16}$ — $10^{-17}$  А). Даны общие сведения об электрOMETрических объектах измерения, об электрOMETрической аппаратуре и ее элементах. Подробно изложены принципы построения и свойства различных типов электрOMETрических усилителей напряжений. Проанализированы вопросы, связанные с построением электрOMETрических измерителей напряжений, зарядов, токов, сопротивлений, параметров емкостных объектов на инфранизких частотах. Описаны методы и средства поверки электрOMETрической аппаратуры, затронуты особенности ее эксплуатации.

Книга предназначена для специалистов по электроизмерительной технике, занимающихся созданием и производством электрOMETрической аппаратуры, а также для лиц, применяющих ее на практике.

И 30306-054  
051(01)-76 258-75

6П2.1.081

© Издательство «Энергия», 1976 г.

Для развития современной науки и техники характерна все большая дифференциация отдельных областей. Эта тенденция распространяется и на электроизмерительную технику, в рамках которой сравнительно недавно сложилось еще одно новое направление — так называемая электрометрия.

Появление самого понятия «электрометр» относится к середине XVIII в. Его возникновение связано с работой акад. Г. В. Рихмана, который создал первое в мире устройство, обладавшее всеми основными элементами современного электроизмерительного прибора. В этом устройстве, а также в последовавших за ним системах аналогичного назначения для оценки изучаемых электрических явлений использовались силы электростатического притяжения. В те времена еще не было ясно, что электрические явления многообразны и характеризуются большим количеством взаимосвязанных параметров, поэтому введение понятия «электрометр» было вполне закономерным.

В XIX в., когда были созданы электроизмерительные приборы других типов (гальванометр, амперметр, вольтметр, счетчик электроэнергии и т. п.), понятие «электрометр» несколько уточнилось и им стали обозначать высокочувствительные приборы электростатической системы с очень большим входным сопротивлением, т. е. с очень малым входным током.

К концу XIX в. электростатические электрометры достигли высокой степени совершенства и использовались как одно из основных средств электрических измерений в экспериментальной физике. Максвеллом, а затем другими авторами, была разработана их подробная теория. С помощью электрометров оказалось возможным измерять не только малые напряжения в высокоомных цепях, но и малые электрические токи и заряды иониза-

ционных камер и других объектов, а также большие сопротивления. Экспериментальные исследования, выполненные с использованием электрометров Резерфордом, супругами Кюри и другими крупнейшими учеными, послужили основой для фундаментальных открытий в ядерной физике.

В 30-х годах нашего столетия наряду с электростатическими электрометрами начали использовать усилители на электронных лампах с малым сеточным током и большим входным сопротивлением, которые получили название ламповых электрометров. Сразу же после второй мировой войны появились электрометры на так называемом динамическом конденсаторе, а затем электрометры на полевых транзисторах с МОП-структурой и других элементах. В последние 20—30 лет на базе различных электрометров создано большое количество разнообразных приборов с широкими метрологическими, функциональными и эксплуатационными возможностями; эти приборы обычно объединяют понятием «электрометрическая аппаратура».

За это время многократно расширились области применения электрометрической аппаратуры для научных исследований и произошло внедрение ее в промышленность, энергетику, здравоохранение и пр. Уровень развития современной электрометрической аппаратуры в значительной степени определяет прогресс ряда важнейших направлений науки и техники: техники физического эксперимента, техники диэлектриков и высокоомных полупроводников, микроэлектроники, техники ионизирующих излучений, масс-спектрометрии, вакуумметрии, газовой хроматографии, низкочастотной пьезометрии, электрохимии, рН-метрии, биологии (внутриклеточные исследования), исследований космических излучений и многих других.

Исследованием, созданием, производством и использованием электрометрической аппаратуры занимается много организаций, в ряде случаев специализированных. Количество типов серийной электрометрической аппаратуры в нашей стране исчисляется десятками, а если учитывать средства измерений, в которых такая аппаратура используется в виде встроенных узлов, то сотнями. Ежегодно в мире публикуется большое количество работ по электрометрическим методам и средствам измерений.

Таким образом, на смену электростатическому электрометру, сослужившему добрую службу в технике физического эксперимента, пришла новая разнообразная аппаратура, с помощью которой решаются не столько лабораторные, сколько промышленные задачи. В рамках электроизмерительной техники выделилось еще одно направление. Обычно его называют электрометрией (существует и текстуальное толкование термина «электрометрия», когда им обозначают всю электроизмерительную технику в целом; мы будем пользоваться этим термином только в его условном значении, происхождение которого было объяснено выше). Современная электрометрия характеризуется самостоятельными областями применения и своими электрометрическими диапазонами измеряемых параметров. Физические процессы, определяющие метрологические характеристики электрометрических средств измерений, во многом специфичны и не характерны для других направлений электроизмерительной техники. Соответственно специфичны и принципы построения таких средств измерений и их элементов. Большим своеобразием отличаются методы и средства для метрологического обеспечения единства и правильности измерений в электрометрическом диапазоне. Правила эксплуатации электрометрической аппаратуры также отличны от общепринятых для других электроизмерительных приборов.

Вместе с тем опыт, накопленный в области электрометрии, еще не обобщен, что сдерживает ее дальнейшее развитие. По отдельным видам электрометрической аппаратуры выпущено много интересных работ, в том числе ряд монографий. Однако общее рассмотрение всех методов и средств электрометрических измерений в их естественной взаимосвязи с единых научно-технических позиций и с одинаковой глубиной проработки отдельных вопросов отсутствует. Решению этой задачи и посвящена данная работа.

Сказанное выше о своеобразии электрометрии как направления электроизмерительной техники, конечно, не означает, что электрометрия развивается вне рамок электроизмерительной техники в целом. Многие методы измерения и принципы построения средств измерений с успехом полностью или частично заимствуются. Именно развитие электроизмерительной техники создало необходимую базу для современного подъема электроме-

трии. В данной работе, однако, нас будут интересовать в первую очередь именно те вопросы, которые специфичны для методов и средств электрометрии. При этом предполагается, что читатель хорошо знаком с основами электроизмерительной техники, особенно с измерениями на постоянном токе.

При написании книги автор в одинаковой степени опирался на многочисленные публикации по отдельным вопросам электрометрии и на более чем десятилетний опыт руководимой им лаборатории электрометрии ВНИИФТРИ. Сотрудников этой лаборатории В. М. Борзова, Л. А. Всеволожского, И. В. Дзюбенко, Л. В. Клемина, В. А. Куликова, И. П. Михайлову, Т. О. Петрову, А. Е. Стреличеву, Ю. А. Цыганкова и других автор просит принять глубокую признательность, поскольку без их творческой активности появление этой работы было бы невозможным. Автор благодарен многочисленному отряду коллег из других организаций за их постоянную дружескую помощь в работе над проблемами электрометрии и рукописью этой книги. Сделанные рецензентом докт. техн. наук Д. Е. Полонниковым замечания позволили значительно улучшить рукопись книги.

Как первый опыт в области обобщенного рассмотрения электрометрии книга не лишена недостатков. Все замечания, которые читатели возьмут на себя труд направить по адресу: Москва, 113114, Шлюзовая наб., 10, изд-во «Энергия», будут с благодарностью и внимательно изучены.

• Автор

## **ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДАХ И СРЕДСТВАХ ИЗМЕРЕНИЙ И ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ОБЪЕКТАХ**

---

### **1-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДАХ И СРЕДСТВАХ ИЗМЕРЕНИЙ**

#### **а) Отличительные свойства**

Наиболее характерной особенностью электрометрической аппаратуры, отличающей ее от других видов средств электроизмерительной техники, является специфический характер источников собственных помех, определяющих реально достижимый порог чувствительности. К ним относятся паразитные токи изоляторов, паразитные токи от фонового радиоактивного излучения и радиоактивной загрязненности материалов, электростатические поля, создаваемые зарядами на изоляторах и контактной разностью потенциалов, и т. п.

Все эти источники собственных помех проявляются только при малых токах. Следовательно, наиболее общим признаком всех видов электрометрических средств измерений является малый уровень тока во входных измерительных цепях (порядка  $10^{-17}$ — $10^{-10}$  А). Этот признак определяет многие особенности электрометрической аппаратуры.

Во-первых, малые токи превышают токи тепловых шумов и, следовательно, могут быть обнаружены на фоне шумов только в очень высокоомных цепях. Среднеквадратичное значение собственного тока тепловых шумов объекта с сопротивлением  $R$  в полосе частот  $\Delta f$

равно:

$$\bar{i}_T^2 = \frac{4KT\Delta f}{R},$$

где  $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура (см. § 1-3).

Если, например, при  $\Delta f = 1$  Гц требуется получить при комнатной температуре ( $T \approx 300$  К) для некоторой цепи  $\sqrt{\bar{i}_T^2} \leq 10^{-15}$  А, то необходимо, чтобы сопротивление этой цепи  $R \geq 1,5 \cdot 10^{10}$  Ом. Таким образом, входные цепи электрометрической аппаратуры высокоомны.

Во-вторых, малые токи могут превышать токи тепловых шумов лишь в не очень широком диапазоне частот. Ток тепловых шумов растет пропорционально  $\sqrt{\Delta f}$  и при больших  $\Delta f$  может быть значительным даже при больших сопротивлениях цепи. Кроме того, если сопротивление  $R$  цепи велико, то даже малые шунтирующие  $R$  емкости приводят к существенному ограничению полосы пропускания такой цепи. Таким образом, характерные особенности электрометрической аппаратуры проявляются тем в большей степени, чем меньше ее полоса пропускания.

Заметим, что электрометрические средства измерений работают только при постоянных и медленно меняющихся сигналах. Именно в этом частотном диапазоне действует большинство указанных источников собственных помех и проявляются особенности электрометрической аппаратуры.

Все сказанное относится и к электрометрическим средствам измерений и к объектам измерений электрометрического диапазона, последние тоже высокоомны и работают при постоянных или медленно меняющихся сигналах. Источники собственных помех таких объектов определяются малым уровнем тока в них и, как следствие этого, их большим сопротивлением.

## б) Основные виды

Электрометрические средства измерения, как и любые другие [Л. 1-25], по признаку их назначения разделяются на меры, измерительные преобразователи, измерительные приборы и комплексные измерительные устройства. Последние еще не получили применения в электрометрии, поэтому дальнейшее рассмотрение ограничится первыми тремя группами. Мы также не бу-



дем проводить четкого разделения между измерительными преобразователями и приборами, поскольку в электрометрии чаще всего различие между ними состоит лишь в наличии у приборов встроенных выходных указателей. В первую очередь будут рассмотрены приборы и преобразователи; а меры будут рассмотрены отдельно в разделах о поверке измерителей разных величин.

По признаку измеряемых или воспроизводимых величин электрометрические средства измерений разделяются [Л. 1-13—1-15] на средства измерений напряжений, токов, зарядов (параметры сигналов), сопротивлений и емкостей (параметры цепей).

### в) Принципы построения

Рассмотрим основные особенности измерений каждого из параметров сигналов и параметров цепей электрометрического диапазона. Начнем с измерения напряжений. Источник сигнала будем характеризовать внутренним сопротивлением  $R_i$

и полезным сигналом  $U_x$ , а измеритель — входным сопротивлением  $R_{вх}$  и уровнем собственных помех по напряжению  $e_{п}$  и по току  $i_{п}$  (см. § 4-2). Под собственными помехами будем понимать совокупность шумов, дрейфа и смещений нуля (по напряжению и току соответ-

ственно), т. е. сумму переменных, медленно меняющихся и постоянных составляющих. Входную емкость измерителя учитывать не будем, поскольку переходные или частотные свойства измерителя нас пока не интересуют.

Эквивалентная схема для измерения напряжений, составленная с учетом сказанного, приведена на рис. 1-1, где  $\mathcal{E}$  — идеальный (с бесконечно большим входным сопротивлением и не имеющий собственных помех) электрометрический измеритель напряжений.

Показания электрометрического измерителя  $\mathcal{E}$

$$U_{\mathcal{E}} = U_x \left( 1 - \frac{R_i}{R_i + R_{вх}} \right) + e_{п} + i_{п} \frac{R_i R_{вх}}{R_i + R_{вх}}.$$

Непременным условием правильности измерений является  $R_{вх} \gg R_i$ . При  $R_i = 10^{12} \div 10^{13}$  Ом, что может

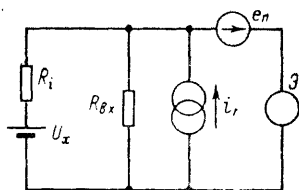


Рис. 1-1. Эквивалентная схема измерения напряжений.

иметь место на практике, необходимо, чтобы  $R_{вх} \geq 10^{14} \div 10^{16}$  Ом. Эти значения приближаются к предельно возможному, т. е. к тем, которые обеспечиваются при использовании в качестве изоляции воздушных промежутков. При соблюдении условия  $R_{вх} \gg R_i$  показания электрометрического измерителя

$$U_0 \approx U_x + e_{\Pi} + i_{\Pi} R_i,$$

т. е. относительная погрешность измерений, вызываемая собственными помехами измерителя, равна  $(e_{\Pi} + i_{\Pi} R_i) / U_x$  и для ее снижения необходимо уменьшать  $e_{\Pi}$  и  $i_{\Pi}$ . Таким образом, электрометрический измеритель напряжений должен иметь возможно большее входное сопротивление и возможно меньшие собственные помехи по напряжению и току.

Чтобы пояснить принцип действия электрометрических измерителей токов, целесообразно воспользоваться понятиями измерителей, управляемых током, и измерителей, управляемых напряжением. В первом случае измеритель реагирует на наличие и уровень тока на входе. Характерным примером являются приборы магнитоэлектрической системы. Во втором случае измеритель реагирует на наличие и уровень напряжения на входе. Примером могут служить приборы электростатической системы. В измерителях, управляемых током, входная цепь чаще всего представлена обмоткой, через которую пропускается измеряемый ток. Сопротивление обмотки по конструктивным и технологическим соображениям не превышает сотен—тысяч ом, и уровень тепловых шумов по току велик. Для измерения малых токов такие приборы не пригодны. В измерителях, управляемых напряжением, входное сопротивление может быть очень большим (вплоть до бесконечности), а тепловые шумы по току очень малы.

В принципе измерители, управляемые током, тоже могут быть достаточно высокими (до  $10^9$ — $10^{10}$  Ом), чтобы использоваться в электрометрическом диапазоне. Например, в усилителях с входным каскадом на биполярных транзисторах управляющим сигналом является ток, тем не менее удается получить большое входное сопротивление и обеспечить высокий порог чувствительности по току—до  $8 \cdot 10^{-14}$  А. Ввиду высокоомности входных цепей все специфические особенности электрометрической аппаратуры сохраняются и в этом случае.

Однако предельно возможный порог чувствительности по току пока удается обеспечить только с помощью измерителей, управляемых напряжением, поэтому в дальнейшем будут рассматриваться только они.

При этом для измерения малого постоянного тока его необходимо преобразовать в напряжение, а затем определить это напряжение электрометрическим измерителем. Имеется два вида преобразователей малых токов в напряжение: резистор с большим ( $10^8$ — $10^9$  Ом и выше) сопротивлением  $R$  и конденсатор емкостью  $C$  с малыми утечками. Напряжение на резисторе пропорционально измеряемому току  $I_x$ , а именно

$$U_R = I_x R;$$

напряжение на конденсаторе

$$\Delta U_C = I_x \Delta t / C,$$

где  $\Delta t$  — время заряда, т. е. на конденсаторе производится преобразование тока в скорость изменения напряжения ( $I_x = C \Delta U / \Delta t$ ). Вместо резистора иногда используют высокоомный резистивный элемент с логарифмической зависимостью между напряжением и током, что часто полезно. Иных способов преобразования малых токов в напряжение не существует (и не может существовать, так как других элементов электрических цепей с достаточно большим для целей электрометрии сопротивлением, кроме резистора и конденсатора, нет).

Рассмотрим требования к электрометрическому измерителю напряжений при измерении малых токов методом резистора. Эквивалентная схема измерения токов приведена на рис. 1-2, где  $R_0$  — сопротивление резистора-меры. Напряжение, измеряемое электрометром, равно:

$$U_{\Sigma} = (I_x + i_{\Pi}) R_{\Sigma} + e_{\Pi},$$

где  $R_{\Sigma} = R_{\text{вх}} R_0 / (R_{\text{вх}} + R_0)$ . Условием правильного измерения является  $R_{\text{вх}} \gg R_0$ . При использовании электрометри-

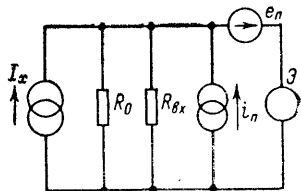


Рис. 1-2. Эквивалентная схема измерения токов.

ческого усилителя (ЭМУ) вместо простейшего электрометра эквивалентное входное сопротивление ЭМУ за счет глубокой параллельной отрицательной обратной связи (ООС) может быть сделано очень малым, но это не противоречит последнему утверждению. Для ЭМУ требование очень большого сопротивления будет относиться к участку между входными и выходным потенциальными зажимами. При соблюдении условия  $R_{вх} \gg R_0$  погрешность равна:

$$\frac{e_{п}}{I_x R_0} + \frac{i_{п}}{I_x}.$$

Для ее снижения необходимо увеличивать сопротивление резистора-меры (соответственно и  $R_{вх}$ ) и уменьшать собственные помехи по напряжению и по току, т. е. требования к электрометрическому измерителю напряжения те же, что и в предыдущем случае. Легко показать, что аналогичные требования получаются и при

измерении малых токов с использованием конденсатора.

При измерении малых медленно меняющихся зарядов тоже необходимо, чтобы уровень тока во входных цепях был мал. В противном случае скорость изменения измеряемого заряда за счет наличия этого тока  $\Delta Q_x/dt = I(t)$  будет значительной и можно контро-

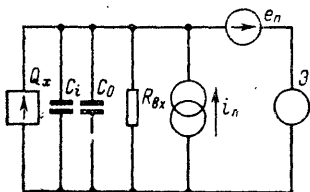


Рис. 1-3. Эквивалентная схема измерения зарядов.

лировать только быстропротекающие процессы. Низкоомные измерители, например баллистический гальванометр, не позволяют измерять малые заряды, так как тепловые шумы по току, а следовательно, и заряду у них велики. У наиболее чувствительного из баллистических гальванометров типа М17/13 постоянная составляет всего лишь  $0,5 \cdot 10^{-9}$  Кл·м/мм. Для измерения малых зарядов их необходимо преобразовать в напряжение, а затем определить это напряжение электрометрическим измерителем. Для этих целей используются конденсаторы с большим сопротивлением утечки. Напряжение  $U_C$  на конденсаторе емкостью  $C_0$  связано с измеряемым зарядом  $Q_x$  известным выражением  $U_C = Q_x/C_0$ .

При измерении зарядов параллельно емкости источника  $C_i$ , заряд которого измеряется, подключается изме-

рительная емкость  $C_0$  (рис. 1-3). Напряжение на электрометрическом измерителе

$$U_3 = \frac{Q_x + i_{пt}}{C_i + C_0} \exp \left[ - \frac{t}{R_{вх}(C_i + C_0)} \right] + e_{п},$$

где  $t$  — время измерения.

Условием правильности измерений является  $R_{вх} \times (C_i + C_0) \gg t$ . При этом утечкой заряда по сопротивлению  $R_{вх}$  за время измерений можно пренебречь и тогда

$$U_3 = \frac{Q_x + i_{пt}}{C_i + C_0} + e_{п}.$$

Если  $C_i \ll C_0$ , то

$$U_3 = \frac{Q_x + i_{пt}}{C_0} + e_{п}$$

и не нужно знать емкости источника и соединительной линии. При соблюдении этих условий погрешность измерений равна  $(i_{пt} + e_{п}C_0)/Q_x$  и для ее снижения необходимо снижать помехи  $e_{п}$  и  $i_{п}$ , т. е. к электрометрическому измерителю напряжений предъявляются те же требования, что и в предыдущих случаях.

При измерениях параметров цепей объект не является источником энергии и необходимо пользоваться вспомогательным источником, измеряя параметры сигналов, возникающих при этом в контролируемой цепи. При измерении сопротивлений необходимо получить информацию о напряжении на объекте и токе через него. Измеритель напряжения должен быть электрометрическим, так как сопротивление объекта может быть велико. Токи через объект малы, и измеритель тока тоже должен быть электрометрическим. В частных случаях можно обойтись без одного из этих измерителей, например, если задавать напряжение на объекте и измерять ток через него либо задавать ток через объект и измерять напряжение на нем. Аналогичная ситуация имеет место и при измерении малых емкостей на инфранизких частотах.

### г) Основные элементы

Итак, при любых измерениях в электрометрическом диапазоне используется электрометрический измеритель напряжений с большим входным сопротивлением и малыми собственными помехами по напряжению и току.

Для измерения малых токов и зарядов, кроме того, необходим пассивный электрометрический преобразователь измеряемой величины в напряжение. Если измерения больших сопротивлений и малых емкостей сводятся к измерению токов или зарядов, то такой преобразователь необходим и в этом случае. При измерении зарядов преобразователем может служить только конденсатор (имеется в виду случай, когда при измерении заряд сохраняется; если этого не требуется, то заряд можно пропустить через резистор и по интегральному значению зависимости тока через резистор от времени найти заряд), а при измерении токов еще и резистивные элементы: высокоомные резисторы или логарифмирующие элементы. Все они получили практическое применение. Пассивные электрометрические преобразователи относятся к категории пассивных двухполюсников [Л. 1-12].

Погрешность основной характеристики таких преобразователей (емкости для конденсатора, сопротивления для резистора и вольт-амперной зависимости для логарифмирующего элемента) полностью входит в погрешность измерений.

Следовательно, эта характеристика должна быть точно определена, стабильна во времени и при изменении окружающих условий. Наилучшими свойствами в этом отношении обладают конденсаторы, наихудшими—логарифмирующие элементы.

Емкость резистивных элементов и сопротивление утечки конденсаторов являются остаточными (не основными) параметрами. Они определяют переходные характеристики преобразователей: постоянную времени для резистивных элементов и максимально допустимое время преобразования для конденсаторов.

Пассивные преобразователи могут иметь собственные помехи. Как и все пассивные двухполюсники, их достаточно характеризовать одним источником собственных помех: либо по напряжению, либо по току [Л. 1-12]. Помехи пассивных электрометрических преобразователей оказывают прямое влияние на погрешность измерений, и желательно, чтобы они были малы.

В электрометрической аппаратуре используются и некоторые другие специальные элементы. В первую очередь это источники малых токов. Они могут применяться, как было указано выше, при измерении больших сопротивлений, а также в некоторых других случаях, к по-

грешности их основной характеристики — току на выходе — предъявляются жесткие требования.

Кроме того, в электрометрической аппаратуре применяются конструкционные элементы специального исполнения: изоляторы, переключатели, реле и пр. Общими требованиями к ним являются большое сопротивление утечки и малый уровень собственных помех.

#### д) Границы электрометрического диапазона

Порог чувствительности электрометрических измерителей определяется уровнем их собственных аддитивных помех. В настоящее время лучшие электрометрические измерители напряжений имеют порог чувствительности примерно 2 мкВ, измерители токов  $10^{-17}$  А, измерители зарядов  $10^{-16}$  Кл, измерители сопротивлений  $10^{18}$ — $10^{19}$  Ом. Теоретическая граница порога чувствительности лежит еще ниже (§ 1-3).

По мере увеличения токов на выходе контролируемых электрометрических объектов сопротивления входных цепей электрометрической аппаратуры могут выбираться все более низкоомными, влияние собственных аддитивных помех, специфичных для электрометрического диапазона, уменьшается. На первое место выходят задачи другого характера.

Граница, отделяющая электрометрическую аппаратуру от неэлектрометрической, естественно, не является четкой. Она зависит от уровня токов во входных цепях, требуемой точности измерений, частотного диапазона и пр. Обычно уже при токах  $10^{-11}$ — $10^{-10}$  А специфические особенности электрометрической аппаратуры не проявляются. На практике в электрометрических измерителях часто предусматривают диапазоны измерений, при которых токи существенно больше указанного уровня и иногда составляют до  $10^{-4}$ — $10^{-2}$  А. Тем самым реализуется очень широкий рабочий диапазон. Это удобно, однако по существу использование электрометрических методов измерений становится оправданным лишь при токах ниже  $10^{-10}$ — $10^{-8}$  А, когда измерители, управляемые током (например, фотогальванометрические усилители), перестают быть полезными. Эти значения мы и будем считать за верхний предел электрометрического диапазона при измерении токов.

Верхняя граница электрометрического диапазона при измерении напряжений тоже определяется уровнем то-

ков во входных цепях измерителей. Сопротивление источника сигнала при этом не должно быть меньше  $10^5$ — $10^6$  Ом, в противном случае ток тепловых шумов будет слишком велик. Соответственно входное сопротивление измерителя не должно быть ниже  $10^7$ — $10^8$  Ом. В каждом конкретном случае легко определить, относится та или иная задача к числу электрометрических или нет. Например, для измерения напряжения 1 мВ от источника с внутренним сопротивлением  $10^8$  Ом требуется измеритель с входным сопротивлением порядка  $10^{10}$  Ом, т. е. ток составит  $10^{-13}$  А, и использование электрометрического измерителя безусловно необходимо. Если же в этом же источнике напряжение равно 100 В, то ток составит  $10^{-8}$  А и можно обойтись и без электрометрического измерителя.

При определении границ электрометрического диапазона измерителей зарядов нужно учитывать не только уровень измеряемых зарядов, но и постоянную времени  $T$  контролируемой цепи. Заряд в цепи с постоянной времени  $T$  изменяется по экспоненте, начальный участок которой описывается уравнением

$$Q = Q_0(1 - \Delta t/T),$$

где  $Q_0$  — заряд при  $\Delta t = 0$ .

Следовательно, утечка заряда  $\Delta Q = Q_0 \Delta t/T$  и ток утечки  $I(t) = \Delta Q/\Delta t = Q_0/t$ . Например, для измерения заряда  $Q_0 = 10^{-8}$  Кл при  $T = 10^6$  с требуется электрометрическая аппаратура ( $I = 10^{-14}$  А), а при  $Q_0 = 10^{-10}$  Кл и  $T = 0,01$  с можно обойтись без таковой ( $I = 10^{-8}$  А).

Аналогичным образом по уровню тока можно определить потребность в электрометрической аппаратуре и в случае измерения сопротивлений или емкостей.

## 1-2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ОБЪЕКТАХ ИЗМЕРЕНИЙ

### а) Предварительные замечания

Объекты, для измерения параметров которых необходима электрометрическая аппаратура, весьма разнообразны. По признаку измеряемой величины они могут быть разделены на источники напряжений, токов и зарядов, резистивные объекты и емкостные объекты. Ниже мы рассмотрим основные области применения каждого из видов электрометрической аппаратуры и применяемые при этом первичные измерительные преобразователи. Это позволит предста-



# RadioHata.RU

## Портал радиолюбителя

[Радиотехнические журналы](#)

[Журнал Радио](#)

[Программы для радиолюбителя](#)

[Начинающему радиолюбителю](#)

[Телевидение и Радио](#)

[Источники питания](#)

[Для дома и быта](#)

[Прием-передача](#)

[Полезное видео](#)

[Автолюбителю](#)

[Аудиотехника](#)

[Arduino / Raspberry](#)

[Разное](#)

вить требования, предъявляемые к различным видам электрометрической аппаратуры в отношении метрологических характеристик, функциональных особенностей, условий эксплуатации и т. п.

## б) Источники напряжений

Источники малых постоянных и медленно меняющихся напряжений с большим внутренним сопротивлением по признаку процессов, обуславливающих появление сигнала, можно подразделить на электрофизические, электрохимические и электробиологические.

С разнообразными электрофизическими источниками напряжений электрометрического диапазона приходится встречаться при физических экспериментах. Примерами могут служить измерения гальваномагнитных, термоэлектрических, пьезоэлектрических и других эффектов в высокоомных материалах, в частности, при очень низких температурах. Для решения наиболее типовых задач выпускается специализированная аппаратура, например камеры (с высокочувствительными электрометрическими измерителями напряжений) для измерения эффекта Холла в высокоомных полупроводниках. При исследовании такого рода электрофизических объектов обычно требуются измерители с непосредственным отсчетом или самопишущие измерители с порогом чувствительности на уровне единиц — десятков микровольт, иногда с высокой точностью; быстродействующая аппаратура, как правило, не нужна.

Широко распространенным электрофизическим объектом является электростатическое поле. Электрометрические приборы применяются для измерения электростатических потенциалов при метеорологических исследованиях, диапазоны измеряемых напряжений при этом составляют 1—100 В, а условия эксплуатации крайне тяжелые. Необходимость измерения потенциалов электростатических полей часто возникает в различных отраслях промышленности и транспорта при контроле взрывобезопасности и пожаробезопасности (нефтепереработка, кинопромышленность и т. п.), а также при некоторых технологических процессах в бумажном производстве, текстильной промышленности и пр. Высокая чувствительность необходима при измерениях полей в процессе изучения электризуемости материалов, при исследованиях электрофотографических процессов и, особенно, при измерении параметров полей, создаваемых биологическими объектами. Нередко при измерении полей требуется, чтобы измеритель имел малую входную емкость; в противном случае наведенный на входе измерителя заряд будет сильно искажать исследуемое поле. Входное сопротивление измерителей потенциалов, как правило, должно достигать  $10^{15}$ — $10^{16}$  Ом, чтобы уменьшить до возможного минимума утечки наведенного заряда по входным цепям. В отдельных случаях при измерении полей используются быстродействующие измерители.

Из высокоомных электрохимических объектов, являющихся источниками малых постоянных напряжений, наиболее распространены стеклянные электроды для измерения концентрации водных растворов по электрохимическому потенциалу на границе электродов, опущенных в испытуемый раствор. Такие приборы, называемые рН-метрами, необходимы в химической, металлургической, текстильной, целлюлозно-бумажной, фармацевтической и пищевой промышленности, в медицине, биологии, почвоведении и т. п. Промышленный выпуск разнообразных рН-метров налажен во всех развитых странах.

Внутреннее сопротивление стеклянного электрода зависит от исполнения и материалов, обычно оно лежит в диапазоне от единиц до сотен мегом. Поэтому измеритель постоянных электрических потенциалов на электроде должен иметь входное сопротивление до  $10^{11}$ — $10^{12}$  Ом. Диапазон потенциалов, с которыми приходится встречаться в рН-метрии, составляет для промышленных рН-метров от единиц милливольт до единиц вольт, а в лабораторных и специальных рН-метрах работают и с меньшими уровнями. Если диапазон измеряемых потенциалов широк, а переключение пределов измерения приборов нежелательно или невозможно, могут оказаться полезными электрометрические измерители напряжений с логарифмической характеристикой ( $U_{\text{вых}} = a + b \lg U_x$ ). Процессы, с которыми имеет дело рН-метрия, обычно протекают медленно, и к измерителям потенциалов в рН-метрах не предъявляют жестких требований в отношении быстродействия. Промышленные рН-метры для контроля технологических процессов чаще всего выполняются самопишущими. Погрешность измерения при этом не превосходит 0,5%. В последние годы начали появляться рН-метры с цифровым отсчетом.

При электробиологических исследованиях электрометрические измерители напряжений используются, в частности, для измерения парциального давления двуокиси углерода в крови и при изучении биоэлектрических явлений в растительных и животных тканях. Особенно часто встречается задача регистрации электрической активности биологических препаратов с помощью стеклянных ультрамикрородов. Для этих целей за рубежом начат серийный выпуск приборов. При таких внутриклеточных исследованиях генерируемые клеткой потенциалы лежат в диапазоне примерно от 1 мВ (начальный потенциал) до 200 мВ (потенциал действия). Сопротивление стеклянного электрода из-за его малого диаметра и наличия электрохимического перехода велико (десятки—сотни мегом), а выходная емкость микроэлектродов лежит в диапазоне от единиц до десятков пикофарад. Усилитель для работы с микроэлектродами должен иметь входное сопротивление до  $10^{10}$  Ом и порог чувствительности на уровне долей милливольт. Так как регистрируемые потенциалы могут изменяться с большой скоростью, то усилитель должен иметь высокое быстродействие. Кроме того, он должен иметь малый паразитный ток на входе — меньше  $10^{-10}$  А, иначе возникают дополнительные падения напряжения, искажающие результаты измерений, а исследуемая клетка будет раздражаться этим током и может изменить свои характеристики.

Проведенное рассмотрение показывает, что в зависимости от вида объекта с помощью электрометрических измерителей приходится измерять напряжения от единиц микровольт до десятков — сотен вольт. Требуемые входные сопротивления могут доходить до  $10^{15}$ — $10^{16}$  Ом. Широкий диапазон требований может предъявляться по частотным характеристикам, точности и функциональным возможностям, а условия эксплуатации могут быть не только лабораторными, но и промышленными, и полевыми.

## **в) Источники токов**

Подавляющее большинство электрометрических объектов измерения, выходным сигналом которых является ток, относится к категории электрофизических объектов. Среди них можно различать газовые (в том числе воздушные), вакуумные, твердотельные и жидкостные объекты.

Наиболее распространенным газовым (воздушным) источником малых токов является ионизационная камера. Внутреннее сопротивление камеры в режиме насыщения очень велико, и она может рассматриваться как генератор тока, близкий к идеальному. Ток на выходе камеры пропорционален мощности воздействующего на нее радиоактивного излучения. Ионизационные камеры используются для измерения ионизирующих излучений и некоторых других неэлектрических величин. Области применения ионизационных камер чрезвычайно многообразны: физические, биофизические и биохимические исследования, ядерная энергетика, метрологические работы в области ионизирующих излучений, геологоразведка и эксплуатация урановых и других месторождений, радиолучевая терапия, коллективный и индивидуальный дозиметрический контроль, в том числе в военно-полевых условиях и на космических кораблях, космические исследования радиоактивных излучений, измерение неэлектрических величин (бесконтактные толщиномеры, плотномеры и пр.) и т. п.

В зависимости от мощности контролируемого излучения, объема камеры и т. п. ток камеры может лежать в пределах от  $10^{-17}$  до  $10^{-7}$  А. При использовании камер для метрологических целей погрешность измерения тока не должна превышать десятых или даже сотых долей процента, в других случаях столь жестких требований к точности обычно не предъявляется. Высоких требований к быстродействию измерителей тока тоже обычно не выдвигается, а нередко допустимо измерение среднего за некоторый промежуток времени значения тока. В отдельных случаях, например при контроле и автоматическом управлении ядерными реакторами или при регистрации ионизирующих излучений в космическом пространстве, измеритель тока должен быть быстродействующим.

Многообразными могут быть требования к регистрирующим устройствам измерителей токов камер. При контроле длительных процессов используются самопишущие электрометрические измерители токов. Для установки на космических аппаратах, а также и в некоторых других случаях очень удобными оказываются измерители с выходным сигналом в виде количества импульсов или частоты. Все шире применяются измерители малых токов с цифровым отсчетом и с выходом на цифровую вычислительную машину. Нередко используются приборы с логарифмической характеристикой, обеспечивающие широкий рабочий диапазон без переключения пределов измерения. С их помощью определяют мощность и период ядерных реакторов, контролируют содержание трития в атмосфере, измеряют мощность излучений в космическом пространстве и наземных условиях и т. п.

При работе с ионизационными камерами нередко необходимо измерять отношение или разность двух малых токов. Измерители отношения, например, используются при проверке рентгеновских дозиметров, а измерители разности — в радиоактивных толщиномерах непрерывного действия.

Использование ионизационной камеры оказывается полезным не только при измерении параметров радиоактивных излучений. Ток на выходе камеры пропорционален давлению газа в ней, и это позволяет выполнять вакуумметры с весьма высокими характеристиками — ионизационные радиоактивные вакуумметры позволяют измерять давление до  $10^{-6}$  —  $10^{-8}$  Па ( $10^{-8}$  —  $10^{-10}$  мм рт. ст.). При этом к измерителю токов на выходе преобразователя предъявляются требования высокой чувствительности и широкого рабочего диапазона

(иногда применяются измерители с логарифмической шкалой); высокой точности и быстродействия не требуется. Радиоактивные вакуумметры широко выпускаются серийно.

Ионизационные камеры, работающие в ненасыщенном режиме, когда ток на выходе пропорционален приложенному напряжению, позволяют измерять напряженность электростатических полей. В этом случае ионизирующее воздействие постоянно и ток пропорционален напряженности поля. Для ионизации воздуха при этом можно использовать не только встроенные радиоактивные источники, но и высокую температуру (пламенные ионизаторы), коронный разряд и т. п. За рубежом измерители напряженности с радиоактивным ионизатором выпускаются серийно. К измерителю токов в этом случае не предъявляются требования высокой чувствительности, точности и быстродействия.

Очень широко используются ионизационные преобразователи в газовых хроматографах (газоанализаторах). В них исследуемая газовая смесь ионизируется с помощью радиоактивного или пламенного ионизатора. Ток на выходе детектора пропорционален количеству исследуемой компоненты. Компоненты анализируемого газа предварительно разделяются и поступают в детектор в заданной последовательности. Регистрация токов на выходе детектора с помощью самописца дает хроматограмму, площади пиков на хроматограммах пропорциональны количеству каждой из составляющих анализируемой газовой смеси.

Газовые хроматографы с электрическими измерителями токов широко выпускаются серийно. В промышленных хроматографах, а тем более в аппаратуре, устанавливаемой на космических аппаратах, условия эксплуатации получают тяжелыми. К измерителям токов в хроматографах не предъявляются требований особо высокой чувствительности и быстродействия, но погрешность должна быть малой. Иногда желательно иметь широкий рабочий диапазон без переключения пределов (т. е. логарифмическую характеристику) и непосредственный отсчет интегральных значений пиков хроматограммы. Последнее реализуется с помощью электрометрических измерителей зарядов, поступивших на коллектор ионизационного детектора.

Во всех рассмотренных случаях исследуемый газ ионизируется принудительно. При электрофизических исследованиях атмосферы, в медицине и в ряде других случаев встречается потребность определения степени ионизации окружающего нас воздуха. Эта задача решается с помощью аспирационных счетчиков, которые применяются для определения концентрации и подвижности аэроионов. В аспирационных счетчиках исследуемый воздух принудительно продувается между электродами, к которым приложено вспомогательное постоянное напряжение. При этом часть аэроионов отклоняется в такой степени, что попадает на собирающий электрод. Образующийся ток пропорционален концентрации аэроионов. Находя концентрацию при разных вспомогательных напряжениях и скоростях продувания воздуха, можно определить спектральную характеристику аэроионов, т. е. зависимость концентрации от подвижности (скорости движения в единичном электрическом поле); последняя определяется размерами аэроиона.

В счетчиках аэроионов применяются электрометрические измерители как мгновенных, так и средних за некоторый промежуток времени токов. В некоторых модификациях счетчиков используются

дифференциальные измерители, определяющие разность основного тока и тока помех. Измеряемые токи обычно лежат в пределах  $10^{-14}$ — $10^{-12}$  А, иногда требуется измерять токи до  $10^{-16}$ — $10^{-15}$  А. В некоторых случаях производится непрерывная запись результатов. Требования к точности счетчиков могут быть высокими; обычно быстродействие прибора не имеет существенного значения. Условия эксплуатации могут быть как лабораторными, так и полевыми. Аспирационные счетчики ионов выпускаются серийно.

Своеобразный источник малых токов представляет собой атмосфера. В практике метеорологических наблюдений и исследований задачи измерения электрических токов в атмосфере, в том числе вертикального тока проводимости, полного вертикального тока и тока осадков, являются стандартными и очень широко распространенными. При этом необходимо контролировать, а чаще регистрировать, стационарные и медленно меняющиеся процессы; нередко требуется очень высокая чувствительность и широкий рабочий диапазон; к точности измерений высокими требованиями не предъявляется; однако условия эксплуатации, как правило, тяжелые.

Вакуумные системы, выходным сигналом которых является малый постоянный или медленно меняющийся ток, являются столь же распространенными, как и только что рассмотренные газовые. В вакуумных системах пучок заряженных частиц, интенсивность которого необходимо определить, собирается на коллектор или зонд и с помощью электрометрического измерителя находится ток в цепи. В ряде случаев эти токи могут быть очень малыми. Так как энергия частиц в пучке обычно велика, то предварительно ток может быть усилен с помощью электронного умножителя, что нередко и делается.

Одним из наиболее распространенных вакуумных источников малых токов являются масс-спектрометры. Они служат для анализа химического состава газовых смесей путем получения спектра масс всех положительно заряженных ионов смеси и позволяют обнаруживать не только отдельные элементы, но и их изотопы. Анализируемое вещество переводится в газообразную форму и ионизируется тем или иным способом, из полученных ионов с помощью ионно-оптической системы и ускоряющего электрического поля формируется пучок, который затем разлагается на составляющие, отличающиеся отношением массы ионов к их заряду.

Если измерение токов на коллекторе производится непосредственно (без электронного умножителя), то к электрометрическому измерителю предъявляются очень высокие требования в отношении чувствительности. Обычно необходимы также высокая точность и быстродействие. Иногда желательно иметь широкий рабочий диапазон без переключения пределов (логарифмическую характеристику). Встречаются случаи, когда определяется только переменная низкочастотная составляющая ионного тока, иногда необходимо знать отношение двух ионных токов. Условия эксплуатации массспектрометров чаще всего лабораторные. Массспектрометры с высокочувствительными измерителями малых токов выпускаются серийно.

Близкие требования к электрометрическим измерителям токов предъявляются и в гелиевых массспектрометрических течискателях. В них высокочувствительный магнитный массспектрометр настроен на регистрацию гелия, проходящего через вакуумные соединения испытуемого объекта. В отличие от обычных массспектрометров в этом случае нет необходимости в высоких точности и быстро-

действии. Массспектрометрические течейскаатели тоже выпускаются серийно.

В тех случаях, когда токи в пучках массспектрометров, цезневых реперов частоты и т. п. предварительно усиливаются электронными умножителями, требования к чувствительности измерителей малых токов существенно снижаются. Темновой ток электронных умножителей составляет  $10^{-13}$ — $10^{-11}$  А. Измерения малых токов положительно или отрицательно заряженных частиц в вакууме производятся также при зондовых исследованиях пучков в циклотронах, бетатронах и других ускорителях заряженных частиц, а также в электронных микроскопах и т. п. Обычно высоких требований к чувствительности электрометрических измерителей при этом не предъявляется. Исключение составляют зондовые измерения интенсивности рассеянных электронов в электронографии, когда с целью структурного анализа веществ определяется дифракционная картина, возникающая при взаимодействии проникающего излучения с исследуемым веществом. В этом случае необходимы электрометрические измерители с предельно высокой чувствительностью.

Широко распространенным вакуумным устройством с выходным сигналом в виде малого тока является фотоэлемент. Фотоэлементы используются при физических исследованиях, в астрономии, в измерителях световых характеристик, осветительных автоматах и т. п. Разнообразие областей их использования предопределяет и многообразие требований к используемым с ними измерителям малых токов в отношении чувствительности, точности, быстродействия, функциональных возможностей, условий эксплуатации и пр. Предельно высокая чувствительность в этом случае обычно не нужна, так как темновой ток вакуумных фотоэлементов, как правило, лежит на уровне не ниже  $10^{-14}$ — $10^{-12}$  А. Примерно такие же требования предъявляются и к измерителям малых токов, используемым с фотоэлектронными умножителями, которые имеют приблизительно те же характеристики и области применения, что и фотоэлементы.

Сравнительно новым и еще мало распространенным вакуумным источником токов является вакуумная камера для измерения больших мощностей доз рентгеновского и  $\gamma$ -излучения. В ней электроды разделены вакуумным промежутком и при облучении их образуется разностный ток, который измеряется электрометрическим прибором.

Своеобразным вакуумным источником малых токов является космос, в котором всегда присутствует поток быстрых, преимущественно заряженных частиц (солнечный ветер). Для измерения интенсивности и спектральных характеристик солнечного ветра применяются ионные ловушки, спектроанализаторы и т. п. Токи с коллекторов этих приборов малы, и для их определения необходимы электрометрические измерители. Специфические требования, предъявляемые в этом случае к измерителям малых токов, заключаются в тяжелых условиях эксплуатации и широкодиапазонности. Немаловажное значение имеет и способ представления информации, наиболее подходящими являются измерители с преобразованием малых токов в частоту

Третью категорию объектов, при определении свойств которых необходимо определять малые токи, представляют твердотельные объекты: диэлектрики и высокоомные полупроводники. Они встречаются в практике столь же часто, как газовые и вакуумные, однако обычно являются достаточно линейными системами и поэтому не рассматриваются как источники тока, а характеризуются сопротив-

лением. Исключение составляют некоторые физические объекты и ряд элементов электронной техники. В частности, электрометрические приборы используются для измерения обратных токов полупроводниковых диодов и триодов, токов затворов полевых транзисторов, входных токов интегральных усилителей, сеточных токов электронных ламп и т. п. Иногда для этих целей выпускаются специализированные приборы. Требования к таким приборам по чувствительности могут быть разнообразными, чаще всего точность и быстродействие не должны быть высокими, а условия эксплуатации лабораторные или промышленные.

Жидкостные объекты, адекватные источнику малых токов, распространены гораздо реже, чем газовые, вакуумные и твердотельные. В качестве примера можно указать полярографическую ячейку для электрохимического определения парциального давления в электролите. Жестких требований к чувствительности электрометрического измерителя токов и другим его характеристикам не предъявляется.

Проведенное рассмотрение наиболее часто встречающихся случаев измерения малых токов показывает все многообразие требований к таким приборам на современном этапе развития. Во многих случаях необходимы приборы предельно высокой чувствительности. Погрешность измерений может составлять от десятых долей процента при метрологических работах до десятков процентов при оценочных измерениях, нередко необходимо высокое быстродействие измерителя. Широкий круг требований к измерителям токов предъявляется по функциональным возможностям и способу регистрации выходного сигнала: самопишущие, цифровые, логарифмические, дифференциальные и т. д. Условия эксплуатации измерителей малых токов могут быть разнообразными: от лабораторных до космических.

## г) Источники зарядов

Объекты, адекватные по своим характеристикам источнику зарядов, являются электрофизическими. В электрохимии, электробиологии и т. д. такие объекты не встречаются.

Наиболее распространенными источниками электрических зарядов являются пьезоэлектрические преобразователи. Они применяются для измерения давлений, сил и ускорений и используют прямой пьезоэлектрический эффект. При определении ускорений на пьезоэлектрическом преобразователе укрепляется известная дополнительная масса и по возникающему заряду находится сила, а тем самым и ускорение. Чаще всего преобразователи выполняются из кварца, пьезоэлектрическая постоянная которого равна  $2 \cdot 10^{-12}$  Кл/Н. Кварцевые преобразователи не разрушаются при давлениях до  $4 \cdot 10^9$  Па и температурах до  $+500^\circ\text{C}$ , имеют малый температурный коэффициент ( $0,01\%/K$ ) и высокое сопротивление изоляции (около  $10^{14}$  Ом). Они линейны в диапазоне порядка 120 дБ при отсутствии гистерезиса.

Кварцевые преобразователи широко применяются при испытаниях ракет и других больших механических систем. При этом к измерителям зарядов предъявляются довольно жесткие требования. Входные элементы измерителей могут располагаться в непосредственной близости от испытываемых объектов или даже вместе с преобразователями. Вместе с тем обычно требуются высокая чувствитель-



ность, широкий рабочий диапазон и очень широкий частотный диапазон. Последнее необходимо для того, чтобы с помощью одних и тех же измерителей контролировать и быстропротекающие и весьма медленные процессы. Погрешность измерений должна лежать на уровне 1—2%, а в некоторых случаях на уровне десятых долей процента. К функциональным возможностям измерителей зарядов пьезопреобразователей предъявляется ряд специфических требований.

Другим распространенным типом объекта с выходным сигналом в виде заряда является ячейка (цилиндр, клетка) Фарадея. Она представляет собой замкнутый проводящий экран, изолированный от окружающих объектов. При попадании внутрь ячейки заряженных частиц или тел их заряд передается ячейке и может быть измерен. Ячейки Фарадея используются для измерения зарядов отдельных частиц, потоков частиц, потоков непроводящих жидкостей, при метеорологических исследованиях осадков, а также при физических исследованиях, в частности при определении электризуемости жидких, сыпучих и других непроводящих тел. Так как круг задач, решаемых с помощью ячеек Фарадея, очень разнообразен, то и требования к используемым при этом электрометрическим измерителям зарядов могут сильно различаться. При физических исследованиях необходимы высокая чувствительность и точность, при метеорологических работах приходится иметь дело с полевыми условиями эксплуатации.

Пользуясь случаем, отметим, что в практических системах с ячейкой Фарадея чаще измеряется не заряд ячейки, а ее потенциал и по значениям потенциала и емкости ячейки подсчитывается заряд. Тяготение к такому более сложному и менее точному способу определения заряда объясняется тем, что электрометрические измерители зарядов распространены еще не столь широко, как электрометрические измерители напряжений.

Измерители зарядов широко применяются также в разных электрофизических экспериментах, когда необходимо определять интегральное значение тока в течение длительного промежутка времени, например от ионизационной камеры, ионизационно-пламенного детектора газового хроматографа, фотоэлемента и т. п. Это требуется, если представляет интерес не мощность, а энергия исследуемого явления, например доза рентгеновского излучения, световая энергия и т. п.

Из проведенного рассмотрения следует, что объекты, адекватные источникам зарядов, не столь многочисленны, как источники напряжений или источники токов. Тем не менее к измерителям зарядов, в зависимости от их назначения, уже сейчас предъявляются почти такие же разнообразные требования, как и к электрометрическим измерителям напряжений и токов. Нередко необходима предельно возможная чувствительность, встречается потребность в измерителях очень высокой точности. При работе с пьезопреобразователями важно иметь широкий рабочий и частотный диапазон; условия эксплуатации могут быть самыми различными.

## д) Резистивные объекты

Измерительные объекты, которые характеризуются большим активным сопротивлением, распространены чрезвычайно широко. К ним относятся все диэлектрики и высокоомные полупроводники,

в частности стеклообразные, аморфные, органические и фотополупроводники. Определять их сопротивление приходится при физических экспериментах, а также в процессе разработки, исследований и производства таких материалов. Типовой является задача определения объемного и поверхностного сопротивлений твердых, жидких, пастообразных и т. д. высокоомных материалов.

Другой типовой задачей является определение качества изоляции изделий и аппаратуры, например кабелей, изоляторов, электронных ламп, полупроводниковых элементов, электротехнических изделий. При физических экспериментах, естественно, приходится иметь дело с более специфическими задачами. Широко применяются измерители больших сопротивлений для определения свойств атмосферы при метеорологических работах. В последнее время стала актуальной задача измерения сопротивлений высокоомных резисторов, используемых в электрометрической аппаратуре.

Измерители больших сопротивлений являются вторыми по распространенности электрометрическими приборами после измерителей токов. Разница в областях их использования состоит в том, что измерители больших сопротивлений, в отличие от измерителей малых токов, не применяются для измерения неэлектрических величин, так как в современной технике нет преобразователей неэлектрических величин в большое электрическое сопротивление.

Требования, предъявляемые к измерителям больших сопротивлений, весьма разнообразны. При работах с высококачественными диэлектриками необходимо измерять сопротивления до  $10^{17}$ — $10^{18}$  Ом. Напряжение на объекте обычно велико — от десятков вольт до нескольких киловольт. Однако при измерениях проводимости некоторых полупроводниковых объектов, тонких диэлектрических пленок и т. п. большое напряжение на объекте недопустимо. Иногда желателен широкий диапазон измерений без переключения пределов, тогда используются измерители с логарифмической характеристикой. В ряде случаев возникают особые требования к измерителям, в частности в приборах для определения сопротивления утечки конденсаторов приходится принимать специальные меры, чтобы исключить влияние большой емкости объекта на работу измерителя. Обычно при измерениях больших сопротивлений допускается погрешность около 2—10% (в зависимости от диапазона измерений). При некоторых физических исследованиях требуется еще большая точность. При контроле и особенно при исследованиях высокоомных резисторов погрешность не должна превышать десятых или даже сотых долей процента.

Жестких требований в отношении быстродействия к электрометрическим измерителям сопротивлений обычно не предъявляется, так как высокоомные объекты, в которых могут иметь место быстрые изменения сопротивлений, не встречаются. Чаще всего требуемое быстродействие определяется производительностью аппаратуры, а не скоростью исследуемых процессов. Условия эксплуатации измерителей больших сопротивлений могут быть различными: от лабораторных до полевых.

## е) Емкостные объекты

Объекты, основным характерным параметром которых является емкость, встречаются очень часто. Во многих случаях, однако, емкость объекта не зависит от частоты и ее можно определять при достаточно высоких частотах, например в звуковом диапазоне.

К этой категории относятся, в частности, все воздушные емкости. Для измерений емкостей в звуковом диапазоне частот электрометрическая аппаратура не требуется. Если емкость представлена конденсатором с диэлектриком, то вследствие поляризационных и других явлений диэлектрическая проницаемость, а тем самым и емкость зависят от частоты или времени нахождения в данном режиме. Нередко эта зависимость проявляется именно в области очень низких частот. Могут зависеть от частоты и остаточные параметры емкостных объектов, которые характеризуются активным сопротивлением или углом потерь. Так как такие объекты, как правило, высокоомны, то для определения их параметров неизбежно используется электрометрическая аппаратура.

Чаще всего объекты, для которых необходимо знать зависимость емкости и сопротивления от частоты в области инфранизких частот, представляют собой образцы диэлектриков. Например, известно, что по электрическим характеристикам полимеров в области инфранизких частот можно сделать суждение об их молекулярной структуре и механических свойствах. Поэтому исследования таких характеристик имеют большое значение при разработке новых и изучении известных материалов. Обычно для решения такого рода задач используются такие же образцы и электроды, как и при измерении удельных сопротивлений диэлектриков.

Необходимость в измерении инфранизкочастотных свойств может встречаться и в других случаях, в частности при определении характеристик конденсаторов с диэлектриком, предназначенных для использования в низкочастотных цепях, при определении характеристик высокоомных резисторов, предназначенных для использования в быстродействующей электрометрической аппаратуре, и т. п.

Приборы для измерения характеристик высокоомных емкостных объектов на инфранизких частотах наименее распространены из всех видов электрометрической аппаратуры, они еще не выпускаются серийно, имеются лишь отдельные разработки для научно-исследовательских целей. С помощью таких приборов одновременно измеряются и емкость и сопротивление объекта, т. е. обе составляющие его комплексного сопротивления, поэтому в методах построения измерителей емкостных объектов много общего с методами построения измерителей параметров цепей на переменном токе. Отличием является требование высокой чувствительности по току, что предопределяет использование электрометрической аппаратуры.

Верхняя граничная частота, для которой выполняются такие измерители, составляет 20—100 Гц, при больших частотах необходимые измерения выполняются с помощью серийных измерителей параметров цепей переменного тока. Нижняя граничная частота равна 0,1—0,01 Гц, при меньших частотах время одного измерения неизбежно становится очень большим. На практике возникают потребности в измерениях и при меньших частотах, вплоть до  $10^{-5}$  Гц.

Диапазон измерений таких приборов по сопротивлению обычно тот же, что и для измерителей больших сопротивлений на постоянном токе, т. е. порядка  $10^6$ — $10^{16}$  Ом. Диапазон по емкости составляет 1—1000 пФ. Выбором размеров образцов диэлектриков в большинстве случаев можно уложиться в этот диапазон при любых встречающихся на практике значениях диэлектрической проницаемости материала образца. Так как такие приборы пока используются исключительно для научно-исследовательских целей, к точности их предъявляются высокие требования. Это связано и с тем, что ожи-

даемые изменения емкости и сопротивления от частоты могут быть не очень существенными. Обычно погрешность измерения емкости и сопротивления не превышает 0,5—2%. Пока условия эксплуатации рассматриваемых измерителей всегда лабораторные.

### 1-3. СОБСТВЕННЫЕ ПОМЕХИ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ И ИЗМЕРИТЕЛЕЙ

#### а) Общие замечания

При измерении параметров сигналов или параметров цепей электрометрических объектов приходится иметь дело с собственными помехами объекта. Их уровень определяет требования к порогу чувствительности измерительной аппаратуры. Любой электрометрический прибор тоже имеет собственные помехи, уровень которых зависит от свойств его элементов (электрометрического измерителя напряжений, пассивных электрометрических преобразователей и конструктивных элементов) и определяет его предельные возможности. И объекты и входные цепи электрометрической аппаратуры имеют одни и те же определяющие особенности (высокоомность и малый уровень токов), и источники помех в них имеют одинаковую природу. Рассмотрим эти источники.

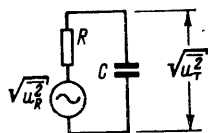


Рис. 1-4. Схема замещения для расчета шумов RC-цепи.

#### б) Тепловые шумы

Всем элементам цепей с активным сопротивлением свойственен тепловой шум. Он вызывается неупорядоченным тепловым движением носителей заряда (электронов в металлах и полупроводниках *n*-типа). Сопротивления электрометрических цепей велики, поэтому велики и э. д. с. тепловых шумов. Примерами высокоомных цепей с большим уровнем э. д. с. тепловых шумов могут служить электрометрические источники напряжения, резистивные объекты и высокоомные резисторы.

Рассмотрим тепловые шумы простейшей RC-цепи (рис. 1-4). Средний квадрат э. д. с. тепловых шумов резистора с сопротивлением *R* в интервале частот *dω*

$$\overline{du^2}_R = \frac{2KTRd\omega}{\pi}, \quad (1-1)$$

где  $K$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура.

Максимальное значение напряжения тепловых шумов (двойная амплитуда или, как иногда говорят, от пика до пика) принимается в 6—8 раз большим среднеквадратичного значения. Флуктуации с большей амплитудой крайне редки и их можно не учитывать.

Напряжение шумов на резисторе  $R$ , шунтированном емкостью  $C$ :

$$(\overline{du}_r)^2 = \frac{(\overline{du}_R)^2}{1 + (\omega RC)^2} = \frac{2KTRd\omega}{\pi [1 + (\omega RC)^2]},$$

откуда

$$\overline{u^2}_r = \int_{\omega_0}^{\omega} (\overline{du}_r)^2 = \frac{2KT}{\pi C} (\arctg \omega RC - \arctg \omega_0 RC),$$

где  $\omega$  и  $\omega_0$  — верхняя и нижняя границы частотного диапазона, в котором определяются шумы. В электроме-

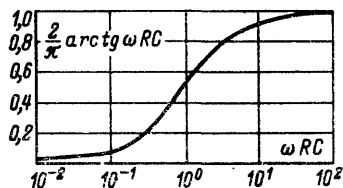


Рис. 1-5. Спектральное распределение шумов в  $RC$ -цепи.

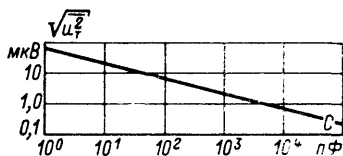


Рис. 1-6. Тепловые шумы резистивного элемента с большой емкостью.

три всегда  $\omega_0 \approx 0$  (постоянные и медленно меняющиеся сигналы), и поэтому

$$\overline{u^2}_r = \frac{2KT}{\pi C} \arctg \omega RC. \quad (1-2)$$

Из зависимости

$$\frac{2}{\pi} \arctg \omega RC = f(\omega RC)$$

следует (рис. 1-5), что 99% всей энергии шумов лежит в диапазоне частот, при котором выполняется условие  $0 \leq \omega RC \leq 100$ . При дальнейшем возрастании  $\omega RC$  увеличения интенсивности флуктуаций не происходит. Снижение теплового шума сужением полосы пропускания  $\omega$  или уменьшением сопротивления  $R$  достигается только при  $\omega RC < 5$ . При  $\omega RC \geq 10$  имеем:

$$\frac{2}{\pi} \arctg \omega RC \approx 1$$

и напряжение шумов не зависит от  $R$  (рис. 1-6), а именно

$$\bar{u}_{\tau}^2 = \frac{KT}{C}. \quad (1-3)$$

Соотношение  $R \geq 10/\omega C$  в электрометрических цепях соблюдается часто. При  $f=10$  Гц и  $C=10$  пФ оно выполняется для  $R \geq 1,6 \cdot 10^{10}$  Ом.

При  $\omega RC \ll 1$  имеем  $\operatorname{arctg} \omega RC \approx \omega RC$  и тогда

$$\bar{u}_{\tau}^2 = \frac{2KT\omega R}{\pi} = 4KTR\Delta f, \quad (1-4)$$

где  $\Delta f$  — полоса пропускания, в которой определяются шумы.

Эта зависимость приведена на рис. 1-7. Графики построены для  $R$  до  $10^{14}$  Ом, и это требует пояснений. Уравнение (1-1), а следовательно, и (1-4) при очень больших сопротивлениях

перестают быть справедливыми, так как при этом спектральная плотность шумов стремится к бесконечности, чего не может быть. Как показано в [Л. 1-22], этот кажущийся парадокс возникает лишь в результате забвения того обстоятельства, что уравнение (1-4) применимо лишь к достаточно хорошим про-

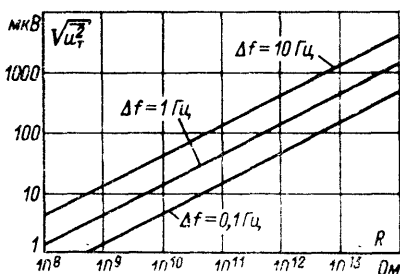


Рис. 1-7. Зависимость тепловых шумов от сопротивления и полосы пропускания.

водникам, т. е. таким, внутри которых при данной частоте можно пренебречь током смещения по сравнению с током проводимости. Если это условие не выполнено, то наряду с проводимостью надо учитывать и диэлектрическую проницаемость проводника. При учете кроме сопротивления еще и внутренней емкости проводника получается следующее выражение для спектральной плотности э. д. с. тепловых шумов:

$$\frac{\bar{u}_{\tau}^2}{\Delta f} = \frac{2}{\pi} KT \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2}.$$

Из этого уравнения следует, что спектральная плотность при  $\omega = \text{const}$  и  $C = \text{const}$  при малых  $R$  растет пропорционально  $R$ , а при больших  $R$  падает пропорционально  $1/R$ . Максимум спектральной плотности достигается при  $R_{\text{макс}} = 1/\omega C$ . Например, при  $C = 1$  пФ и  $\omega = 6,3$  1/с (1 Гц) имеем  $R_{\text{макс}} = 1,5 \cdot 10^{11}$  Ом.

При  $R = \text{const}$  и  $C = \text{const}$  спектральная плотность тепловых шумов высокоомных элементов при увеличении частоты от  $\omega = 0$  сначала не зависит от частоты, а затем начинает уменьшаться. При  $\omega_{\text{макс}} = 1/RC$  спектральная плотность снижается вдвое. Для высокоомных элементов, в частности для изоляторов, эта частота среза очень мала. Например, при  $R = 10^{15}$  Ом и  $C = 1$  пФ имеем  $\omega_{\text{макс}} = 0,001$  с<sup>-1</sup>, т. е.  $f_{\text{макс}} = 1,5 \cdot 10^{-4}$  Гц.

Таким образом, спектр тепловых шумов изоляторов электрометрической аппаратуры сосредоточен в таком низком диапазоне частот (от 0 до  $10^{-4}$ — $10^{-5}$  Гц), который является нерабочим для такой аппаратуры. Действительно, время измерений всегда конечно и не превышает 100—1 000 с, поэтому тепловые шумы с периодами, существенно большими этого времени, не могут оказать влияния на результаты измерений. Они могут проявиться лишь при временах измерений, соизмеримых с сутками ( $24 \text{ ч} \approx 10^5$  с), например при записи дрейфа электрометра с динамическим конденсатором. При этом интегральное значение шумов определяется по уравнению (1-3).

Из сказанного следует, что тепловые шумы изоляторов в обычной электрометрической аппаратуре не следует учитывать и необходимо исходить из того, что изоляторы не имеют тепловых шумов.

### в) Дробовые шумы

Ток представляет собой статистический результат движения многочисленных электронов, которое, кроме внешнего электрического поля, зависит еще от других, случайных причин. Поэтому имеют место кратковременные отклонения тока от среднего значения, относительное значение которых тем больше, чем меньшее количество единичных зарядов проходит в единицу времени через цепь, т. е. чем меньше ток.

Средний квадрат флуктуаций, создаваемых дробовым эффектом, в полосе частот  $\Delta f$  [Л. 1-2]

$$\overline{i^2}_{\text{др}} = 2qI\Delta f, \quad (1-5)$$

где  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл — заряд электрона, а ток  $I$  равен арифметической сумме электронной и ионной составляющих. Зависимости  $\sqrt{i_{др}^2}$  ( $I, \Delta f$ ) по уравнению (1-5) приведены на рис. 1-8. Двойная амплитуда дробовых шумов в 6—8 раз превышает среднеквадратичное значение.

Дробовые шумы учитываются при анализе источников собственных помех электровакуумных систем: электрометрических ламп, электронных и фотоумножителей и т. п. В резистивных цепях, характеризующихся тепловыми шумами, дробовые шумы не должны приниматься во внимание. Это следует из закона равномерного распределения, который является одним из основных в статистической физике и согласно которому средняя энергия флуктуаций, связанная с каждой переменной, входящей в энергию только через аддитивный квадратичный член, в состоянии теплового равновесия равна  $KT/2$ , где  $K$  — постоянная Больцмана,  $T$  — абсолютная температура.

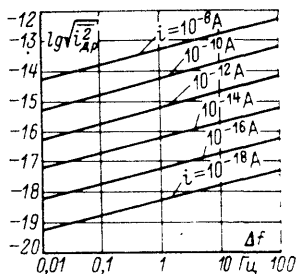


Рис. 1-8. Зависимость тока дробовых шумов от уровня тока и полосы пропускания.

### г) Паразитный ток изоляторов

Кроме принципиально неустранимых тепловых и дробовых шумов в реальных электрометрических цепях существуют и другие источники собственных помех. Любой, даже самый качественный изолятор постепенно отдает на изолируемую им электрометрическую цепь заряды, накопленные на поверхности и в объеме, создавая паразитный ток. Этот ток не связан с наличием на изоляторе электрического напряжения. Причины, вызывающие паразитный ток изолятора, изучены мало, можно только ориентировочно перечислить их. Одной из них является поляризация диэлектрика ранее приложенным электрическим напряжением (рис. 1-9). Ток через диэлектрик достигает установившегося значения  $I_0$  лишь через некоторое время после включения напряжения ( $t=0$ ), которое может составлять несколько часов. При выключении напряжения ( $t=t_1$ ) через диэлектрик протекает ток об-



Таблица 1-1

### Паразитный ток изоляционных материалов при различных условиях

Материал	Паразитный ток, $\times 10^{-17}$ А		
	Нормальные условия	Относительная влажность 98% при температуре 40°C	Изменение температуры от 20 до 70°C
Эскапон . . . . .	2—3	20—30	20—30
Янтарь . . . . .	2—20	100—300	20—30
Фторопласт-4 . . . . .	20—30	20—30	20—30
Керамика, покрытая лаком ФГ-9	20—50	200—600	20—30

ратного знака, и время спадания его до нуля тоже может быть значительным. Причинами паразитного тока могут быть также электризация трением, пьезоэффект под влиянием механических нагрузок, электрохимические явления на поверхности, медленное изменение структуры материала и т. п.

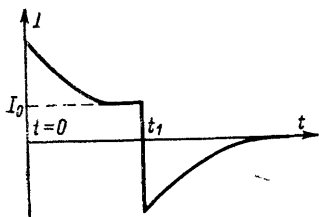


Рис. 1-9. Зависимость тока через диэлектрик от времени.

Уровень паразитного тока зависит от материала изолятора, его объема (чем больше объем, тем больше ток), конструктивного исполнения, способа крепления, чистоты обработки поверхности и ее загрязненности, окружающей температуры и, особенно, скорости ее изменения, относительной влажности воздуха, времени вы-

держки изолятора при установившихся условиях и т. п. В лучшем случае удастся снизить ток изолятора до  $(1 \div 2) 10^{-17}$  А, в худшем он может составлять  $10^{-15}$ — $10^{-14}$  А, а кратковременно и больше. В табл. 1-1 приведены усредненные значения паразитных токов для образцов объемом  $1 \text{ см}^3$  из различных материалов при разных условиях эксплуатации. В предварительно напряженных изоляторах, работающих при давлении  $(2 \div 5) \times 10^6$  Па, паразитные токи меньше, чем в ненапряженных.

#### д) Радиоактивный фон

В газовых электрометрических объектах (например, ионизационной камере) и во входных воздушных объемах электрометрических измерителей паразитный ток может вызываться фоновым радиоактивным излучением. Плотность ионов при этом невелика, и для направленного движения ионов достаточны поля порядка нескольких милливольт на сантиметр, создаваемые, например, контактной разностью потенциалов между изолированными металлическими деталями, которая может достигать до 100 мВ.

Таблица 1-2

#### Загрязненность материалов источниками $\alpha$ -излучения

Материал	Число $\alpha$ -частиц в 1 ч с поверхности 100 см <sup>2</sup>
Медь, обработанная механически . . . . .	9
Медь, выдержанная на воздухе . . . . .	21
Медь электролитическая . . . . .	13
Сталь коммерческая . . . . .	3
Сталь нержавеющая . . . . .	1
Латунь коммерческая . . . . .	5
Кварц . . . . .	2
Олово коммерческое . . . . .	121
Олово химически очищенное . . . . .	14
Припой . . . . .	2800
Алюминий коммерческий . . . . .	31

Радиоактивный фон вызывается [Л. 1-16] радиоактивными примесями в материалах, из которых изготавливаются детали, радиоактивными газообразными примесями в газе (воздухе), заполняющем узлы объекты или измерителя, космическими лучами, радиоактивным излучением Земли и окружающих предметов.

Материалы для деталей объектов и измерителей могут иметь радиоактивные примеси, дающие  $\alpha$ -,  $\beta$ -,  $\gamma$ -излучение. Радиоактивная загрязненность материалов зависит от геологической истории образования месторождения, метода получения материала из сырья, метода обработки и пр. Она может колебаться в широких пределах даже для одного и того же материала. В табл. 1-2 приведены характеристики средней  $\alpha$ -загрязненности некоторых материалов [Л. 1-16].

Наименьшей активностью обладают сталь, латунь и кварц. Фон от  $\alpha$ -излучения обусловлен элементами ура-

но-радиевого, актиниевого и ториевого семейств и редкоземельными элементами. Энергия  $\alpha$ -частиц естественных источников лежит в интервале  $E_\alpha = (3,5 \div 17) 10^{-13}$  Дж ( $2,2-10,5$  Мэ·В). Так как средняя энергия, необходимая для создания одной пары ионов в воздухе, равна  $5,3 \times 10^{-18}$  Дж ( $33$  э·В), то при  $E_\alpha = 8 \cdot 10^{-13}$  Дж ионизация воздуха одной  $\alpha$ -частицей дает заряд  $8 \cdot 10^{-13} \cdot 1,6 \times 10^{-19} / 5,3 \cdot 10^{-18} = 2,4 \cdot 10^{-14}$  Кл, т. е. средний за 1 ч паразитный ток  $2,4 \cdot 10^{-14} / 3600 = 0,7 \cdot 10^{-17}$  А. В обычном электрометрическом объекте или входном блоке электрометрического измерителя возникает от 10 до 100  $\alpha$ -частиц в час.

Материалы могут быть также загрязнены примесями, испускающими  $\beta$ -частицы, в частности  $K^{40}$ ,  $Rb^{27}$ ,  $H^3$ ,  $C^{14}$ . Наибольшую  $\beta$ -загрязненность имеют стекло [Л. 16], припой 50/50 и алюминий, наименьшую — полиэтилен, полистирол и медь. Радиоактивные примеси в материалах дают также  $\gamma$ -излучение. Радиоактивность воздуха или газа определяется в основном присутствием радона, радиоуглерода и трития. Радиоактивность воздуха составляет 32  $\alpha$ -частицы в час на  $100 \text{ см}^3$ , аргона —  $1,3 \cdot 10^{-3}$ , у азота она равна нулю.

Основными способами уменьшения паразитных токов, вызванных радиоактивным фоном, являются экранирование, выбор чистых материалов и рациональное конструирование (уменьшение ионизационных объемов и др.).

### е) Электростатические помехи

Высокоомность электрометрических цепей делает их чувствительными к электростатическим наводкам. Любая электрометрическая цепь представляет собой параллельное соединение большого сопротивления и некоторой емкости, чаще всего постоянная времени этой цепи велика. Если на цепь воздействует электростатическое поле, то при изменении поля на ней возникает заряд. Создаваемое им напряжение на емкости цепи проявляется как ложный сигнал. Изменения электростатических полей могут вызываться перемещением заряженных тел или изменением потенциалов близлежащих поверхностей. Перемещение незаряженных тел также может сказываться, если оно приводит к изменениям емкости и тем самым к перераспределению заряда. Для защиты от внешних электростатических помех элементы электро-

метрических цепей располагают в металлическом заземленном экране. Иногда выгодно не заземлять экран, а соединять его с какой-либо низкоомной точкой схемы, которая эквипотенциальна экранируемому участку.

Электростатические наводки могут вызываться и электрическими полями внутри экрана, например, создаваемыми заряженными поверхностями изоляторов. При изменении поля или при перемещениях высокоомных проводящих элементов в поле, например вследствие вибраций, возникают помехи. К этому же приводят перемещения проводящих элементов, например монтажных проводников, относительно друг друга или относительно корпуса. Повышенная чувствительность электрометрической аппаратуры к ударам и вибрациям является типичной. Для устранения этого необходимо жесткое крепление элементов и монтажных проводников, рациональное внутреннее экранирование и т. п.

### **ж) Контактная разность потенциалов**

В электрометрических цепях чаще проявляется не сама контактная разность, а ее дрейф во времени. В электромеханических устройствах для уменьшения дрейфа контактной разности прибегают к технологии, обеспечивающей максимальную идентичность и неизменность во времени рабочих поверхностей (гл. 9). Наличие постоянной контактной разности приводит к помехам, если в создаваемом ею электрическом поле перемещаются элементы высокоомных цепей, например вследствие вибраций или в силу конструктивной необходимости (подвижные контакты реле и пр.). Как указывалось, контактная разность может способствовать появлению паразитного тока при наличии радиоактивного фона.

### **з) Другие источники собственных помех**

Во многих элементах электрометрических цепей имеют место так называемые фликкер-шумы. Их спектральная плотность приблизительно обратно пропорциональна частоте, и на инфранизких частотах уровень фликкер-шумов значителен. Фликкер-шумы в значительной мере определяют уровень собственных помех высокоомных композиционных резисторов, электрометрических ламп, полевых транзисторов и т. п.

В ряде электрометрических объектов проявляются специфические источники собственных помех, связанные с принципом работы этих объектов. В ионизационной камере флуктуации тока вызываются дискретным характером ионизирующего излучения. Относительное среднеквадратичное значение этих флуктуаций равно:

$$\sigma_I = \sqrt{\frac{Q}{2IRC}} \cdot 100, \%$$

где  $Q$  — суммарный заряд ионов одного знака, создаваемый одной частицей;  $I$  — среднее значение ионизационного тока;  $R$  и  $C$  — сопротивление и емкость нагрузки [Л. 1-21].

В вакуумных источниках тока (фотоэлементах, фотоумножителях и др.) дополнительные шумы дает автоэлектронная эмиссия. В источниках на явлении вторичной эмиссии (электронные и фотоумножители) шумы могут вызываться флуктуациями коэффициента вторичной эмиссии. Вторичная электронная эмиссия со стенок оказывает влияние и на флуктуации тока ионизационных камер [Л. 1-46].

#### **и) Внешние помехи**

Один из видов внешних помех (электростатические) уже упоминался, из других можно назвать импульсные магнитные наводки, наводки из цепей заземления, по источникам питания, фон сети питания. Вопросы борьбы с внешними помехами не являются специфическими для электрометрической аппаратуры и можно пользоваться рекомендациями для обычных электронных приборов [Л. 1-9].

#### **к) Предельные возможности объектов и измерителей**

Принципиально неустранимыми собственными помехами электрометрических объектов и измерителей являются только тепловые или дробовые шумы. В зависимости от вида объекта или измерителя эти шумы проявляются различным образом и нужно учитывать те или другие.

Электрометрические источники напряжений имеют конечное внутреннее сопротивление  $R_i$  и, следовательно, характеризуются некоторым уровнем тепловых шумов. В зависимости от соотношения между полосой частот,

в которой проводятся измерения, и постоянной времени источника этот уровень определяется уравнениями (1-2), (1-3) или (1-4).

Идеальный вакуумный источник токов имеет только дробовые шумы. Если внутреннее сопротивление источника тока обусловлено электронной проводимостью и имеет конечное значение  $R_i$ , то он должен характеризовать тепловыми шумами (рис. 1-10)

$$\bar{i}_T^2 = \bar{u}_T^2 / R_i^2 = \frac{4KT\Delta f}{R_i} \quad (1-6)$$

Из этого, в частности, следует, что попытки создать качественный источник малых токов с помощью низкоомного резистора и источника малого напряжения не могут быть плодотворными.

Предельные шумы измерителей тока зависят от используемого метода. В измерителях с конденсатором нет неустраняемых источников шумов, кроме шумов измерителя напряжения, а шумы накопительного конденсатора равны нулю. В измерителях с резистивным элементом предельные шумы определяются током тепловых шумов этого элемента по уравнению (1-6) и шумами измерителя напряжения.

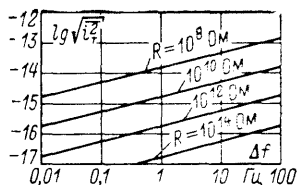


Рис. 1-10. Зависимость тока тепловых шумов от сопротивления источника и полосы пропускания.

#### л) Оценка собственных помех электрометрических объектов

В реальных объектах уровень собственных помех существенно превышает уровень неустраняемых шумов: тепловых для источников напряжения и резистивных объектов и дробовых для вакуумных источников тока. Качество объекта можно характеризовать его собственным коэффициентом шумов [Л. 1-12], равным отношению всех собственных помех объекта к их неустраняемой части. Чем он больше, тем менее чувствительная электрометрическая аппаратура требуется.

#### м) Оценка порога чувствительности электрометрической аппаратуры

Качество измерительных устройств с точки зрения чувствительности принято оценивать [Л. 1-2] коэффици-

ентом шума, равным отношению полного уровня помех на выходе измерительного устройства к той части этих помех, источником которой является измерительный объект. Чем ближе коэффициент шума к единице, тем меньший вклад в общий уровень помех дает измеритель. При нахождении коэффициента шума следует учитывать все помехи источника сигнала, а не только их неустранимую составляющую. Коэффициент шума имеет минимальное значение при оптимальном согласовании источника сигнала и измерителя [Л. 1-12].

Определение коэффициента шума полезно при выполнении конкретных измерений, когда известны характеристики объекта. Предельные возможности самого измерителя, безотносительно к объектам, с которыми он может применяться, характеризуют порогом чувствительности, определяя его как уровень собственных помех при отсутствии сигнала, приведенный к входу измерителя. Если уровень собственных помех измерителя зависит от выходной емкости источника сигнала, то для разных значений емкости нормируются разные уровни помех. Порог чувствительности измерителя зависит от его полосы пропускания, что необходимо учитывать при сравнении различных измерителей по чувствительности. Наиболее правильно нормировать уровень переменной составляющей собственных помех измерителя с помощью кривой их спектральной плотности в заданной полосе пропускания, как это предусматривается ГОСТ 8009-72 «Нормируемые метрологические характеристики средств измерений». На практике такой подход еще не получил развития, так как не обеспечен методами и средствами определения требуемых характеристик.

Разработчики электрометрических приборов часто оценивают их сравнением реального порога чувствительности с теоретическим (в той же полосе пропускания), т. е. степенью приближения к предельно возможным характеристикам. Это позволяет сравнивать приборы различных типов с разным частотным диапазоном.

## КОНСТРУКЦИОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ

---

### 2-1. ИЗОЛЯТОРЫ

#### а) Требования и исполнение

Изоляторы являются обязательными элементами входных цепей любой электрометрической аппаратуры. С их помощью участки и элементы высокоомных цепей изолируются от низкоомных или корпуса. Можно различать входные и монтажные изоляторы. Входной изолятор прибора изолирует его вход от корпуса. Входные изоляторы наиболее подвержены загрязнению, запылению, увлажнению. Монтажные изоляторы расположены внутри корпуса прибора и используются для крепления выводов высокоомных элементов, например резисторов или участков цепей. Изоляторы имеются во всех специальных элементах электрометрической аппаратуры: динамических конденсаторах, воздушных конденсаторах, резисторах, переключателях, реле.

Требования к электрическим характеристикам изоляторов многообразны и зависят от назначения изолятора, требований к аппаратуре, условий ее эксплуатации. Общими из них являются большое сопротивление, малый паразитный ток и малая зависимость этих величин от внешних условий: температуры, влажности и др. Как правило, стремятся иметь малую электризуемость изолятора, т. е. способность образовывать и сохранять на поверхности заряды под влиянием случайных воздействий: трения, давления, касания и т. п. Чем больше электризуемость, тем больший паразитный ток можно ожидать. Кроме того, электростатические поля наэлектризованных изоляторов способствуют возникновению помех (см. § 1-3).

Входные изоляторы, обеспечивающие герметичное уплотнение, можно изготовлять из мягких материалов, например фторопласта-4 (рис. 2-1,а). Вывод в месте прохождения через изолятор снабжается насечкой, а для уплотнения служит резиновая шайба. Изоляторы из вязких материалов используются и в других случаях, когда не требуется жесткая фиксация изолируемого



участка цепи. Входные изоляторы изготовляют и из твердых материалов. Использование твердых материалов особенно важно, если на изоляторе устанавливаются конструктивные детали, например контакты реле. Для уплотнения проходного контакта через жесткий изолятор (например, из янтаря) применяют алюминиевую шайбу (рис. 2-1,б). Укрепление проводника или стерж-

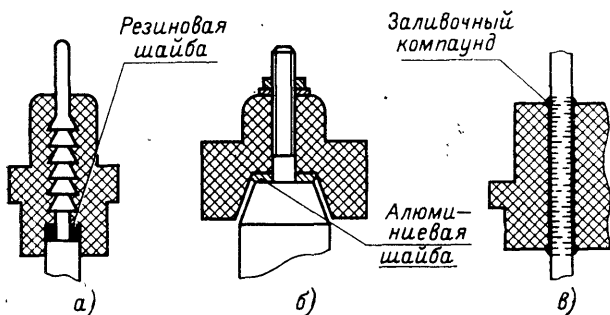


Рис. 2-1. Примеры конструктивного исполнения изоляторов.

ня в жестком изоляторе может быть получено также с помощью заливочного компаунда на основе смолы ЭД-5 (рис. 2-1,в). Такое решение наиболее целесообразно, если имеется несколько близко расположенных выводов через изолятор.

От свойств компаунда могут зависеть сопротивление изолятора и его паразитный ток. При избытке непрореагировавшего отвердителя (полиэтиленполиамина) на изоляторе вокруг выводов появляется мало заметная ореольная пленка [Л.2-6]. Ореол со временем расширяется, и при его соприкосновении с ореолом другого контакта или корпусом сопротивление изолятора падает примерно до  $10^{12}$  Ом, а паразитный ток возрастает. Хорошие результаты дает компаунд следующего состава (в массовых частях): 10 ч смолы ЭД-5, 2 ч пластификатора ДЭГ-1 и 9,6 ч отвердителя Л-20. Для его полимеризации изделие выдерживается 24 ч при комнатной температуре, затем 4 ч при  $40^{\circ}\text{C}$ , 4 ч при  $80^{\circ}\text{C}$  и охлаждается вместе с термостатом до  $25^{\circ}\text{C}$ .

## б) Материалы

Для изготовления изоляторов электрометрических приборов применяют сапфир, янтарь, кварц, фторопласт,

полистирол, керамику. Выбор материала зависит от конструктивного назначения изолятора, требований к метрологическим характеристикам аппаратуры, условий ее эксплуатации, технологических соображений, стоимости [Л. 2-5]. Приведем общие оценки таких материалов.

*Искусственный сапфир* является одним из лучших материалов для электрометрических изоляторов, он имеет большие объемное и поверхностное сопротивления и генерирует малый паразитный ток. Эти свойства связывают [Л. 2-15] с четкой кристаллической структурой сапфира. Его использование из-за высокой стоимости и трудности обработки ограничивается аппаратурой предельно высокой чувствительности [Л. 2-14]. За рубежом он применяется в серийных приборах, в нашей стране внедрение сапфировых изоляторов в электрометрическую аппаратуру только начинается.

*Плавленый янтарь* несколько уступает по своим свойствам сапфиру, но издавна широко используется, особенно при лабораторных разработках. Для получения большого сопротивления и малого паразитного тока поверхность изолятора из янтаря должна обрабатываться по 11 или 12-му классу точности. Недостатками янтаря являются хрупкость, что требует навыков при обработке, и хорошая способность к электризации трением. Янтарь пригоден для изготовления янтарного лака, который в настоящее время вышел из употребления.

*Эскапон* представляет собой обработанный при высоких давлениях и температурах каучук. Он хорошо обрабатывается, обладает малым паразитным током и большим сопротивлением, мало подвержен влияниям влаги и температуры и особенно пригоден [Л. 2-6] для аппаратуры, работающей в тяжелых климатических и механических условиях.

*Плавленый кварц* по сопротивлению изоляции подобен сапфиру, но его свойства зависят от технологии. Кварц отличается высоким пьезоэффектом и гигроскопичнее янтаря, но его способность накапливать заряд раз в 10 меньше, чем у янтаря.

*Фторопласт-4 (тефлон)* широко применяется в аппаратуре средней чувствительности. Он имеет очень высокое сопротивление в широком диапазоне температур, на его поверхности не образуются водные пленки. Изоляционные свойства и паразитный ток фторопласта мало зависят от влажности. Он хорошо обрабатывается, при-

чем достаточна чистота обработка по 6—7-му классу. Фторопласт инертен химически и не меняет характеристики со временем. Пластичность и текучесть фторопласта делают его наиболее пригодным для изготовления проходных изоляторов. Недостатком фторопласта является хорошая способность к образованию объемных и поверхностных зарядов под влиянием механической нагрузки или прикосновения, время рассасывания зарядов велико. Поэтому в высокочувствительной аппаратуре его не применяют.

*Полистирол* хороший изоляционный материал, но при высокой влажности образует на поверхности водные пленки. Обработкой диоксаном поверхностное сопротивление полистирола можно сделать не зависящим от влажности [Л. 2-16]. Он хорошо обрабатывается, но часто имеет внутренние дефекты. В процессе эксплуатации на полистироле могут появляться микроскопические трещины, резко снижающие поверхностное сопротивление. Для уменьшения склонности к растрескиванию рекомендуется [Л. 2-1] отжигать детали из полистирола с нагревом до 85 °С и последующим медленным охлаждением до 65 °С. Наименьшую склонность к растрескиванию имеет эмульсионный полистирол, наибольшую — блочный. Поверхность полистирола после загрязнения плохо поддается очистке.

*Фторопласт-3* имеет почти такое же большое поверхностное и объемное сопротивление, как полистирол, хорошо, без дефектов обрабатывается, по своим свойствам близок к фторопласту-4.

*Полиэтилен* имеет очень высокое объемное сопротивление, гибок и наиболее пригоден для использования в кабелях, применяемых с электрометрической аппаратурой.

*Радиокерамика* обладает механической прочностью, малой гигроскопичностью, высоким объемным сопротивлением, большой температурной стойкостью. Для повышения поверхностного сопротивления ее обрабатывают кремнийорганическими лаками, которые после сушки образуют механически прочный защитный слой. Керамические детали с такой обработкой легко очищаются от пыли и грязи растворителем или чистым спиртом. Паразитный ток керамики, особенно при повышенной влажности, велик, и она не используется в аппаратуре предельной чувствительности.

*Парафин и церезин* применялись для покрытия изоляторов с целью повышения поверхностного сопротивления, но имеют низкую температуру размягчения, малую механическую прочность и склонны к загрязнению. В настоящее время они используются редко.

Применяются и другие материалы: ситалл, стеатитовая керамика с влагозащитным слоем из церезина или полистирольного лака, полистироловая паста; в электростатических электрометрах ранее использовались эбонит и сера.

### **в) Сопротивление**

Обычно достаточно, чтобы сопротивление изолятора не было ниже  $10^{12}$ — $10^{13}$  Ом, иногда требуется  $10^{15}$  и даже  $10^{16}$  Ом. Это приближается к сопротивлению воздушных промежутков; для воздуха удельное объемное сопротивление равно  $10^{19}$ — $10^{20}$  Ом·см. В изоляторах имеются объемные и поверхностные утечки; наиболее существенными являются поверхностные. С повышением температуры значения объемного и поверхностного сопротивлений уменьшаются. Поверхностное сопротивление, кроме того, сильно зависит от загрязнения, влагообразования, трещин на поверхности. Для большинства материалов оно тем больше, чем выше класс обработки поверхности. Ровная поверхность менее склонна к загрязнению и увлажнению, ее легче очистить.

Для примера приведем технологию обработки янтарных цилиндрических изоляторов для динамических конденсаторов ДРК-4 [Л. 2-6]. Боковые и торцевые поверхности полируются байковой шайбой с пастой 29, разведенной уайт-спиритом. Следы механической обработки и царапины устраняют, слегка прижимая изолятор к шайбе и систематически смачивая его в уайт-спирите с пастой. После полировки изоляторы промывают в гидролизном спирте мягкой кисточкой до полного удаления пасты и просушивают при  $50$ — $60$  °С в течение 30 мин. Чистовая полировка производится дисковой замшевой шайбой без пасты. Слегка касаясь (не дольше чем на 1—1,5 с) изолятором шайбы, устраняют оставшиеся мельчайшие царапины. Затем изолятор промывают спиртом высшей очистки с помощью мягкой кисточки, сдувают воздуходувкой капли спирта и просушивают при  $50$ — $60$  °С в течение 1 ч. Обработанные изоляторы хранятся в эксикаторе.

### г) Влияние влажности

Поверхностное сопротивление в значительной степени зависит от влажности. Существует даже мнение [Л. 2-5], что оно целиком определяется толщиной и составом водной или масляной пленки на поверхности изолятора. На смачиваемых поверхностях слой влаги при воздействии воздуха образуется за несколько минут. Влажность влияет на сопротивление загрязненных поверхностей (рис. 2-2); особенно опасно появление в поверхностных слоях влаги следов растворимых солей [Л. 2-5]. При относительной влажности 90—100% поверхностное сопротивление тефлона, стирофлекса, полиэтилена и других

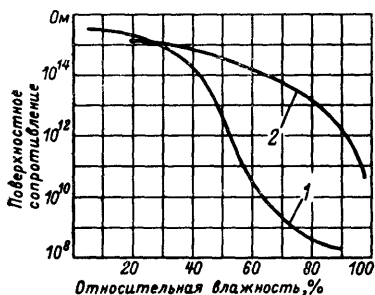


Рис. 2-2. Зависимость удельного поверхностного сопротивления плавленного кварца от влажности. 1 — до очистки; 2 — после очистки.

материалов снижается на несколько порядков и доходит до  $10^7$ — $10^{12}$  Ом [Л. 2-16]. При влажности 80% и менее поверхностное сопротивление большей части пластмасс вполне достаточно для электрометрических изоляторов.

Для уменьшения влияния влажности изоляторы из стекла, керамики и т. п. покрывают водоотталкивающими лаками [Л. 2-16]. Керамика, покрытая лаками

ФГ-9 и СБ-1с, имеет после полуторачасового пребывания в воде и последующей двухчасовой выдержки сопротивление на уровне  $10^{15}$  Ом. Поверхности изоляционных пластмасс являются водоотталкивающими сами по себе. В электрометрической аппаратуре для тяжелых условий эксплуатации предусматривается полная герметизация входного электрометрического блока, в обычной — частичная, защищающая входные цепи от пыли, грязи и в какой-то степени от влаги. При колебаниях температуры в полугерметизированный блок может натекать влага. Во избежание этого в блоки встраивают [Л. 2-7] капсулы с осушителем, например хлористым кальцием. Его периодически заменяют свежим. В аппаратуре, эксплуатируемой на открытом воздухе и при любой погоде, прибегают к подогреву входных изоляторов [Л. 2-8, 2-16].

## д) Влияние ионизирующих излучений

Электрометрические измерители токов, используемые с ионизационными камерами, иногда работают в условиях радиоактивного облучения. Значения объемного и поверхностного сопротивлений изоляторов под воздействием радиоактивных излучений уменьшаются, после чего первоначальные значения сопротивлений полностью не восстанавливаются. Степень этих влияний зависит от

Таблица 2-1

### Допустимые облучения для материалов

Материал	Доза гамма-облучения, Дж/м <sup>3</sup>	Нейтронный поток, 1/см <sup>2</sup>
Стекло . . . . .	$3 \cdot 10^{-4}$	$10^{18}$
Кварц . . . . .	$10^{-3}$	$10^{19}$
Полиэтилен . . . . .	$10^{-2}$	$10^{19}$
Тефлон . . . . .	$10^{-7}$	$5 \cdot 10^{18}$

материала изолятора и вида продолжительности и интенсивности излучения [Л. 2-9]. Дозы облучения, не вызывающие необратимых изменений свойств материалов (табл. 2-1), существенно различны для разных материалов [Л. 2-12].

## 2-2. КОММУТАЦИОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

### а) Общие сведения

Коммутационные элементы для входных цепей электрометрической аппаратуры можно разделить на две группы: переключатели диапазонов для многофункциональных или многопредельных приборов и ключи (реле) для отсоединения прибора от объекта, замыкания цепи обратной связи и т. д. Требования к конструкции переключателей диапазонов зависят от используемых входных электрометрических элементов (лампа, МОП-транзистор, динамический конденсатор и пр.), количества диапазонов измерений и т. д., и обычно их разрабатывают в расчете на определенный вид или группу приборов. Требования к конструкции и функциональным возможностям реле менее многообразны, и допустима большая унификация.

К электрическим характеристикам изоляторов коммутационных элементов (сопротивлению, паразитному току, электризуемости) предъявляются обычные для электрометрической аппаратуры требования (см. § 2-1). При конструировании коммутационных элементов по возможности необходимо соблюдать принцип: лучшая изоляция — это отсутствие изоляции.

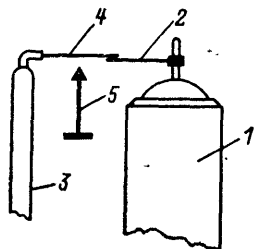


Рис. 2-3. Пример электрометрического ключа без дополнительных изоляторов.

Пример конструктивной схемы ключа без изоляторов показан на рис. 2-3. На электрометрическом выводе входного элемента 1 укреплен пружинящий контакт 2. На выводе высокоомного резистора 3 укреплен второй пружинящий контакт 4. Нормально замкнутые контакты 2 и 4 размыкаются заземленным толкателем 5, который отгибает контакт 4 и заземляет его. Управляется толкатель вручную или электромагнитом.

При касании или трении подвижных контактов об изоляторы на них возникают паразитные заряды, а тем самым и паразитные токи. Во избежание этого некоторые участки изоляторов покрывают проводящей пленкой, краской или аквадагом [Л. 2-5]. Механические усилия на изоляторы при переключениях также могут вызывать паразитные заряды. Поэтому следует избегать больших контактных давлений.

Иногда требуется малая емкость разомкнутого электрометрического контакта. Это достигается выбором размеров контактов и несущих их пружин или использованием принципов эквипотенциального экранирования (рис. 2-4). Контакты 1 и 2 отгорожены друг от друга заземленным металлическим экраном 3. Замыкающая контакты перемычка 4 укреплена посредством пружины 5 на изоляторе 6. При размыкании контактов 1 и 2 перемычка заземляется. Емкость между контактами равна нулю, а влияние емкостей каждого из контактов относительно заземленных деталей можно сделать малым путем рационального выбора потенциалов цепей. В некоторых случаях уменьшить влияние емкости контакта можно и чисто схемными мерами.

При размыкании электрометрических контактов на них генерируются паразитные заряды. Причинами гене-

зации являются контактная электризация, перемещение контакта в электрическом поле изоляторов, контактная разность потенциалов между контактом и окружающими металлическими деталями. Для реле РЭС-10 генерированный заряд составляет  $10^{-13}$  Кл и более [Л. 2-6]. Он заряжает входную емкость прибора и воспринимается как помеха, уменьшающаяся по экспоненте с постоянной времени входной цепи. Напряжение, создаваемое генерированным зарядом, может вызывать поляризацию изоляторов и увеличение паразитного тока. Генерация заряда недопустима, если процесс измерения должен начинаться сразу же после коммутации. Заметим, что при коммутации могут происходить явления, дающие тот же эффект, что и генерация заряда на контактах, но имеющие другую природу, например магнитные наводки на электрометрическую лампу от катушки возбуждения коммутирующего реле при его обесточивании.

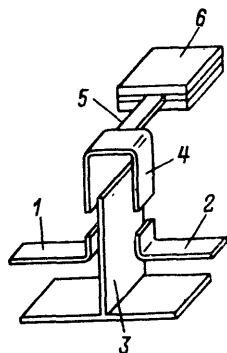


Рис. 2-4. Пример электрометрического контакта с нулевой емкостью.

Для уменьшения генерированного заряда контакты выполняют из одинакового материала, лучше из золота. Следует тщательно следить за их чистотой и состоянием поверхности. Перемещение подвижного контакта при коммутации должно быть минимальным. Чтобы контактная разность потенциалов между контактами не создавала большого заряда на них, емкость между контактами должна быть малой. Контакты необходимо экранировать от полей изоляторов, а экраны соединять с подвижным контактом, сводя к нулю разность потенциалов между ними.

Упругая деформация контактов при замыкании приводит к их отскакиванию (дребезгу). Дребезг присущ всем реле и переключателям, время дребезга составляет несколько миллисекунд. В некоторых видах электрометрической аппаратуры это недопустимо. Для устранения дребезга контактов необходимо принимать специальные меры, например уменьшать угол встречи контактов при соприкосновении с тем, чтобы кинетическая энергия подвижного контакта полностью расходовалась на работу



трения между контактами. Можно питать обмотку возбуждения реле медленно нарастающим напряжением, что обеспечит плавное движение контакта.

Неблагоприятные влияния могут вызваться термо-э. д. с. на контактах. Для их уменьшения контакты изготавливают из одного материала.

Серийные коммутационные элементы электронных приборов обычно не удовлетворяют перечисленным специальным требованиям. Иногда их можно использовать в электрометрической аппаратуре невысокой чувствительности, но лишь после предварительного обследования. Некоторые типы серийных магнитоуправляемых контактов обладают хорошими с точки зрения электрометрии характеристиками [Л. 2-11]. Если не удастся обойтись без серийного многопозиционного переключателя пределов, то используют, кроме того, однопозиционный электрометрический контакт, которым закорачивают переключатель в моменты коммутации [Л. 2-5].

## б) Примеры исполнения

Электрометрическое реле РВ-3 [Л. 2-6] выполнено в корпусе, рассчитанном на проходное крепление (на стенке герметизированного электрометрического блока). Основными элементами реле являются (рис. 2-5) электромагнит 1 и контактная группа 2. Они разделены воздушным зазором 3, что обеспечивается дистанционным кольцом 4, зажатым между янтарным изолятором контактной группы 5 и электромагнитом. Два размыкающих контакта 6 реле распо-

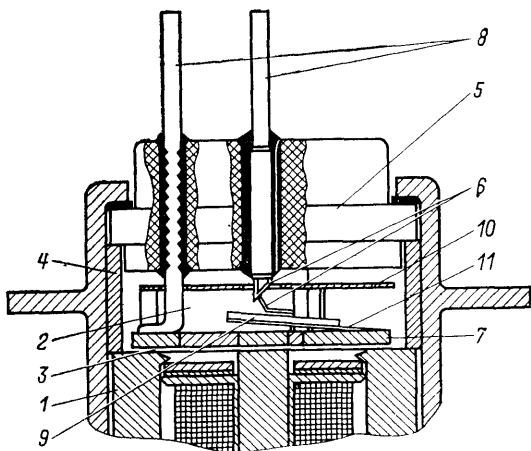
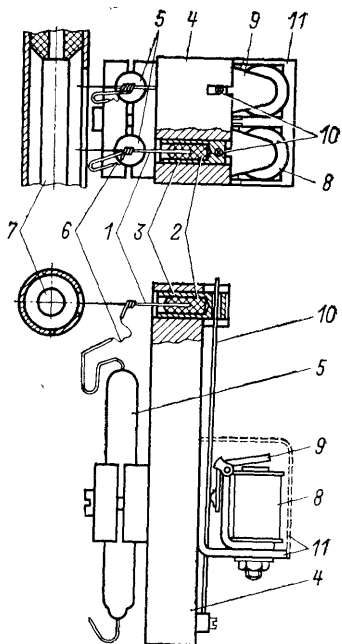


Рис. 2-5. Конструкция реле РВ-3.

Рис. 2-6. Многопозиционный электрометрический игольчатый переключатель.



ложены между изолятором 6 и диском 7. Выводы 8 контактов закреплены в изоляторе. Один из контактов имеет подложку 9 из ферромагнитного сплава, выполняющую роль якоря. Диск 7 изготовлен из ферромагнитного и диаманитного материалов в таком сочетании, что магнитное поле электромагнита концентрируется в месте расположения подложки 9, в результате подложка с контактом притягивается к диску. Вывод диска является выводом подвижного контакта. Над подвижным контактом расположен экран 10.

Контакты реле выполнены из сплава золота Зл-15 толщиной 0,11 мм в виде треугольной и прямоугольной рамок; они полируются, а качество рабочих поверхностей тщательно проверяется. Зазор между диском и нижней плоскостью дистанционного кольца выставляется при заливке выводов диска компаундом. Давление подвижного контакта на неподвижный регулируется подгибом пружины 11. Угол встречи контактов существенно меньше прямого, а зазор между ними подбирается таким, чтобы дребезг отсутствовал, после этого вывод неподвижного контакта заливается компаундом.

Реле РВ-3 имеет генерируемый заряд менее  $10^{-15}$  Кл, сопротивление изоляции контактов относительно корпуса и между собой не менее  $10^{14}$  Ом. Ток срабатывания реле 20—30 мА, ток через контакты до 1 мА. Емкость между контактами около 2 пФ. Реле РВ-3 предназначено для работы в диапазоне от  $-50$  до  $+60$  °С, сохраняет работоспособность после выдерживания в среде с относительной влажностью 98% при  $+40$  °С и может работать в условиях механических вибраций. На его базе выпускаются также реле РВ-4 с тремя контактами, два из которых размыкающие, и РВ-4А с тремя размыкающими контактами.

В электрометрическом многопозиционном (на рис. 2-6 показан двухпозиционный) переключателе Тартуского университета контактная иглолка 1 закреплена в изоляторе 2 из полистирола или фторопласта. Изолятор помещен в металлическую гильзу, являющуюся электростатическим экраном. Гильза вместе с изолятором и иглолкой может перемещаться на 2—3 мм по направляющей паза в верхней части корпуса 4 переключателя. Измерительный резистор 5 соединен с иглолкой 1 гибкой проволокой 6. Резистор подключается иглолкой к входному стержню 7 электрометрического усилителя при срабатывании реле 8. Перемещение якоря 9 реле 8 передается гильзе 3 через стержневую пружину 10. Когда реле обесточивается, иглолка 1 пруж-

жиной 10 удаляется от стержня 7. Реле помещено в магнитный экран 11.

Переключатель может иметь любое количество таких элементов. Они могут быть расположены вокруг входного стержня, в ряд на одной линии или группами по два-три элемента с противоположных сторон стержня.

### 2.3. КАБЕЛИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Если непосредственное соединение электрометрического прибора с объектом невозможно или нежелательно, применяют кабели. Высокое сопротивление имеют кабели с изоляцией из полиэтилена, полистирола или фторопласта, например радиочастотные коаксиальные кабели РК по ГОСТ 11326-67. Их собственные помехи значительны, особенно если кабель не закреплен жестко и подвергается механическим воздействиям. В лучшем случае паразитный ток радиочастотного кабеля составляет  $10^{-16}$ — $10^{-15}$  А, в худшем —  $10^{-13}$ — $10^{-12}$  А. Основными причинами паразитного тока высокоомных кабелей являются электризация трением и пьезоэффект.

При работе высокоомных кабелей в условиях механических воздействий их собственные помехи имеют низ-

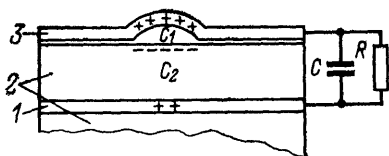


Рис. 2-7. К вопросу о возникновении низкочастотных шумов кабеля.

кочастотную составляющую [Л. 2-10, 2-13]. Кабель состоит (рис. 2-7) из центральной металлической жилы 1, окружающего ее изолятора 2 и наружной металлической оплетки 3. Вход электрометрического прибора под-соединяется к жиле 1 и оплетке 3 (на рис. 2-7 он представлен RC-цепочкой). При механических воздействиях на кабель внешняя оплетка на отдельных участках перестает соприкасаться с поверхностью изолятора. При разделении на них возникают заряды противоположного знака. Появление зарядов на изоляторе индуцирует заряды на центральной жиле. Емкости участков  $C_1$  и  $C_2$  не равны, и возникающие на них напряжения различны. На входе электрометрического измерителя появляется напряжение, которое изменяется от максимума до нуля с постоянной времени  $T=RC$ . Местные нарушения контактов металлической оплетки с внешним изолятором

происходят постоянно по всей длине кабеля, спектральные характеристики возникающих шумов определяются спектром механических воздействий.

Способ уменьшения низкочастотных шумов вытекает из механизма их возникновения. Наружная поверхность изолятора кабеля покрывается проводящим материалом, например графитом, и заряды на ней не возникают, так как имеется постоянный контакт между оплеткой и поверхностью изолятора. Низкочастотные шумы

Таблица 2-2

**Характеристики антивибрационных кабелей**

Тип	Назначение	Наружный диаметр, мм	Шумы	Емкость, пФ/м	Сопротивление, Ом/м
АВК-1	Для температур от $-40$ до $+60^{\circ}\text{C}$ и влажности до 98%	5,0	0,1 пКл при 3—5 Гц и амплитуде 45 м	—	—
АВК-2 АВК-3	Стойкие к минеральному маслу и соленой воде	3,7	30 мкВ при 40—60 и 500 Гц и 10 g	110 80	$10^{11}$ после 48 ч в воде
АВК-6	Для работы в диапазоне частот от 5 до 2500 Гц при $20^{\circ}\text{C}$	2,2	30 мкВ при 40—60 Гц и 10 g	130	$3 \cdot 10^{12}$
АВКЭ-1	То же, что АВК-1, но экранированный	5,5	0,1 пКл при 3—5 Гц и амплитуде 45 мм	—	—
АВКТ-1 АВКТ-2	Теплостойкие	2,5 3,5	100 мкВ при 40—60 Гц и 10 g	110 80	— —
АВКТ-3 АВКТ-4 АВКТ-5	Теплостойкие с фторопластовой изоляцией	2,0 2,0 3,5	50 мкВ при 40—60 Гц и 10 g	110 130 130	$5 \cdot 10^{12}$ при нормальных условиях и $5 \cdot 10^{11}$ при $200^{\circ}\text{C}$

резко снижаются, паразитные токи антивибрационных кабелей также меньше, чем у обычных кабелей. Характеристики некоторых антивибрационных кабелей приведены в табл. 2-2.

Шумовые свойства антивибрационных кабелей принято задавать зарядом  $q_{ш}$  или напряжением  $u_{ш}$ , для определения которых один конец кабеля подсоединяют через ЭМУ к осциллографу, другой оставляют разомкнутым. Участок кабеля закрепляют в зажимах виброустройства и по осциллографу определяется  $u_{ш}$ , а затем по известной емкости образца подсчитывается  $q_{ш}$ .

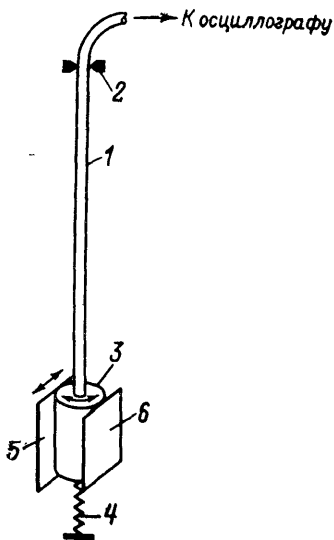


Рис. 2-8. Схема аппарата для испытания кабелей.

Возможны и более объективные методы определения шумовых свойств кабелей [2-10]. Наилучшую воспроизводимость дает метод периодического скручивания предварительно напряженного кабеля (рис. 2-8). Отрезок кабеля 1 верхним концом зажат в штативе 2 и подсоединен к измерителю шумовых напряжений, например осциллографу. На нижнем конце кабеля закреплен цилиндр 3, в нем размещена эквивалентная емкость датчика, с которым предполагается использовать кабель. Кабель натянут пружиной 4, прикрепленной к цилиндру 3. Цилиндр зажат между пластинами 5 и 6, одна из которых соединена с виброиспытательным стендом и совершает возвратно-поступательные перемещения в направлении, указанном стрелками. Амплитуду и частоту перемещений можно регулировать. Цилиндр 3 и нижний конец кабеля совершают крутильные колебания на некоторый угол  $\alpha$ . Для улучшения воспроизводимости результатов верхний конец кабеля предварительно закручивается на угол до  $360^\circ$ . Шумовые свойства оцениваются коэффициентом  $u_{ш}C_{\Sigma} / \alpha$ , где  $u_{ш}$  — напряжение шумов;  $\alpha$  — угол периодического закручивания кабеля;

$C_{\Sigma}$  — сумма емкостей кабеля и присоединенной. Этот коэффициент для каждого типа кабеля сохраняется постоянным при изменении длины кабеля, угла закручивания и присоединенной емкости.

К электрометрической аппаратуре иногда придают набор малошумящих кабельных соединений. Электрометры Cary 401 фирмы Applied Physics (США) комплектуются тремя видами кабельных соединений, рекомендуемых при измерении токов до  $10^{-13}$ ,  $10^{-14}$  и  $10^{-15}$  А соответственно.

## Глава третья

# ПАССИВНЫЕ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ. ИСТОЧНИКИ МАЛЫХ ТОКОВ

---

## 3-1. ВЫСОКООМНЫЕ РЕЗИСТОРЫ

### а) Принципы выполнения

Первым высокоомным резистором служила ионизационная камера, работающая в ненасыщенном режиме, где ток пропорционален приложенному напряжению. В дальнейшем были развиты и другие принципы построения высокоомных резисторов: жидкостных и твердых (объемной и поверхностной проводимости), в том числе с использованием черной светонепроницаемой бумаги, тонких металлических слоев, графита, туши, сажи, свинцово-силикатных стекол [Л. 3-2, 3-17].

В электрометрии используются непроволочные высокоомные резисторы; проволочные резисторы с сопротивлением до  $10^{12}$ — $10^{13}$  Ом изготовлены быть не могут. На базе литого микропровода выполняют резисторы с номинальными значениями сопротивлений до  $10^9$  Ом, делаются попытки изготовить микропроволочные резисторы на  $10^{10}$  и  $10^{11}$  Ом.

### б) Композиционные резисторы

Производство высокоомных непроволочных резисторов освоено после второй мировой войны. Большинство из серийных резисторов — композиционные лакопленочные. Они имеют ряд достоинств. Сечение проводящего

элемента у композиционных резисторов велико, что повышает надежность. Технология производства не требует сложного оборудования, дорогостоящих материалов, высокотемпературных или вакуумных процессов. При изготовлении имеется возможность управлять электрическими свойствами резисторов изменением состава композиции. В частности, можно изменять значение и знак температурного коэффициента. Недостатками композиционных резисторов являются зависимость сопротивления от напряжения, большие шумы, плохая устойчивость к воздействиям влаги и температуры и значительная емкость.

В СССР выпускаются высокоомные резисторы типа КВМ — композиционные вакуумированные малогабаритные и типа КЛМ — композиционные лакированные малогабаритные. Их свойства регламентируются ГОСТ 10686-63 «Резисторы постоянные композиционные пленочные», а методы испытаний ГОСТ 3223-67 «Резисторы постоянные. Методы испытаний».

При изготовлении композиционных резисторов пленочная композиция наносится [Л. 3-10] на керамическое основание: фарфор при номинальных сопротивлениях до  $10^{11}$  Ом и ультрафарфор или стеатит при больших. Композиция состоит из фенольной смолы и умеренно прокаленной канальной сажи, имеющей высокую дисперсность, и наносится методом окунания. Значения сопротивлений варьируют изменением концентрации сажи. Окончательная подгонка производится спиральной или продольной нарезкой, а в пределах 10—20% — термическими воздействиями. Резистивный элемент покрывается защитной эмалью с низкой температурой сушки.

Резисторы КЛМ негерметизированные, а резисторы КВМ герметизированные. В последних резистивный элемент запаивается в стеклянный баллончик с вакуумом 5—10 Па (0,05—0,1 мм рт. ст.). Предварительно проводится тренировка в вакууме при 80°C. Наружная поверхность баллончика обрабатывается гидрофобизирующими средствами.

### **в) Основные свойства**

Характеристики серийно выпускаемых резисторов с сопротивлением до  $5 \cdot 10^{14}$  Ом приведены в табл. 3-1.

*Стабильность.* Изменение сопротивления композиционных резисторов со временем связано с разнообразными

Таблица 3-1

## Характеристики серийных высокоомных резисторов

Тип	Изготовитель	Вид резистора	Размеры, мм		Диапазон сопротивлений, Ом	Допускаемое отклонение, %	Максимальное напряжение, В <sub>н</sub>
			Длина	Диаметр			
КВМ	СССР	Вакумированный	51	5	$1,5 \cdot 10^7 - 10^9$ $1,2 \cdot 10^9 - 10^{12}$	5; 10; 20; 10; 20	100
КЛМ	СССР	Невакумированный	25—29	5,5—7	$10^7 - 10^{10}$ $1,5 \cdot 10^{10} - 10^{12}$	5; 10; 20; 10; 20	300
TR142	Тесла (Чехословакия)	Вакумированный	55	8	до $10^{12}$	10	—
НWK	Народное предприятие WBN, Teltow (ГДР)	Невакумированный	16—45	6—11	$5 \cdot 10^6 - 10^{12}$	10; 20	100—3500
RX-1	Victoreen (США)	Вакумированный	—	—	$10^8 - 10^{12}$ $10^{12} - 10^{14}$	2 5; 10	1000
HSD HSK	Resistance Products Co (США)	—	19—75	—	до $10^{14}$	3; 5; 10	До 1500



Тип	Изготовитель	Вид резистора	Размеры, мм		Диапазон сопротивлений, Ом	Допускаемое отклонение, %	Максимальное напряжение, В
			Длина	Диаметр			
PY3611 PY3623 PY3635	Welwyn Electrical Lab. Ltd (Англия)	—	—	—	$10^7$ — $10^{12}$	10; 20 10; 20 10; 20	500 1000 2000
—	Compagnie Generale de Telegraphie Jans Fil (Франция)	Вакуумированный	40	5	$10^7$ — $5 \cdot 10^{14}$	2; 5; 10	500
Stabilmetal A4	Radiaco (Франция)	—	40	6,3	$10^6$ — $10^{13}$	5; 10; 20	1500
SWK 6/70	Rosental (ФРГ)	Невакуумированный	—	—	$10^7$ — $10^{11}$ $10^{11}$ — $10^{13}$	10 25	1000 3000
АРК 1,4	Electronic (ФРГ)	Вакуумированный	—	—	$5 \cdot 10^6$ — $10^8$ $10^8$ — $10^{10}$ $10^{10}$ — $10^{11}$	1 5 20	500—8000

физическими явлениями и носит сложный характер, зависящий от особенностей резистора, технологии изготовления, естественного и искусственного старения и условий, в которых он находится. Основными причинами старения являются [Л. 3-10]:

структурные изменения в проводящем материале (кристаллизация);

поглощение и выделение газов, окисление проводящего материала;

необратимые изменения в связующей основе (полимеризация, объемная усадка, деструкция, механическое разрушение);

диффузия летучих защитного покрытия в проводящий слой, отвердевание покрытия.

Нестабильность различна при хранении и при электрической нагрузке.

Изменение сопротивления резисторов КВМ за 2 года хранения по ГОСТ 10686-63 не превышает 5%. Нестабильность резисторов

в нормальных условиях [Л. 3-23] тем больше, чем

больше сопротивление резистора (рис. 3-1). При

повышении температуры процесс ускоряется, и при

100°C нестабильность достигает 5% в месяц. Нестабильность высокоомных

резисторов рассматривается в ряде работ [Л. 3-28, 3-31]. Основные

выводы сводятся к следующему. Вакуумированные резисторы имеют лучшую стабильность, чем невакуумированные. Стабильность, как правило, увеличивается с увеличением срока старения резистора. Сопротивление большинства (до 80%) вакуумированных резисторов при старении уменьшается. Резисторы, сопротивление которых со временем уменьшается, стабильнее, чем те, сопротивление которых увеличивается. Последние обычно крайне нестабильны. Среди состаренных резисторов КВМ от 5 до 20% имеет нестабильность менее 0,3—0,5% в год для номинальных значений  $10^9$ — $10^{12}$  Ом и 0,5—1% в год для  $10^{13}$ — $10^{14}$  Ом. Для повышения стабильности резисторы КЛМ тренируют несколькими температурами.

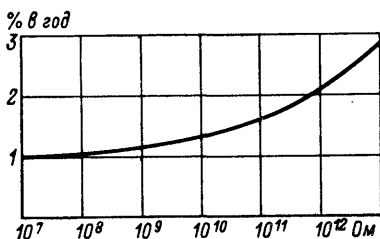


Рис. 3-1. Зависимость длительной нестабильности от номинального сопротивления резистора.

выводы сводятся к следующему. Вакуумированные резисторы имеют лучшую стабильность, чем невакуумированные. Стабильность, как правило, увеличивается с увеличением срока старения резистора. Сопротивление большинства (до 80%) вакуумированных резисторов при старении уменьшается. Резисторы, сопротивление которых со временем уменьшается, стабильнее, чем те, сопротивление которых увеличивается. Последние обычно крайне нестабильны. Среди состаренных резисторов КВМ от 5 до 20% имеет нестабильность менее 0,3—0,5% в год для номинальных значений  $10^9$ — $10^{12}$  Ом и 0,5—1% в год для  $10^{13}$ — $10^{14}$  Ом. Для повышения стабильности резисторы КЛМ тренируют несколькими температурами.

турными циклами от  $-40$  до  $+60^{\circ}\text{C}$  или выдерживают несколько недель при  $50-70^{\circ}\text{C}$ . Резисторы КВМ рекомендуется выдерживать 100 ч при  $100^{\circ}\text{C}$ , а затем 2—3 недели в нормальных условиях.

*Влияние температуры.* С увеличением температуры сопротивление проводящего слоя уменьшается, связующая среда проводящего слоя расширяется, что увеличивает сопротивление, изменяется проводимость изоляционного покрытия. Результирующая зависимость сопротивления композиционных резисторов от температуры может иметь сложный характер. Резисторы КВМ предназначены для работы при температурах от  $-60$  до  $+85^{\circ}\text{C}$ . Для резисторов КЛМ нижняя граница температур та же, а верхняя равна  $+100^{\circ}\text{C}$  при сопротивлениях до  $10^{10}$  Ом и  $+70^{\circ}\text{C}$  при больших. В табл. 3-2 приведены температурные коэффициенты сопротивления (ТКС) для резисторов КВМ, КЛМ и других типов. На практике требования нормативных документов в отношении ТКС выполняются не всегда. Резисторы КВМ с сопротивлением до  $10^{11}$  Ом в большинстве случаев удовлетворяют требованиям ГОСТ 10686-63, а ТКС резисторов с сопротивлением  $10^{12}$  Ом в 2—3 раза превосходит допустимый.

*Влияние напряжения.* Плотность тока в контактах между зернами проводника композиционных резисторов может быть высокой. Возникающие локальные перегревы вызывают изменение сопротивления резистора. С увеличением напряжения сопротивление резисторов в соответствии со знаком ТКС проводящего слоя обычно уменьшается. При положительном ТКС могут наблюдаться и небольшие увеличения сопротивления. Нелинейность может также вызываться зависимостью от напряжения проводимости зазоров или диэлектрических прослоек между зернами.

Влияние напряжения характеризуется коэффициентом напряжения

$$K_{\text{н}} = \frac{R_{u2} - R_{u1}}{R_{u1}} 100, \%/\text{В},$$

где  $R_{u1}$  и  $R_{u2}$  — сопротивления при напряжениях  $U_1$  и  $U_2$ .

Согласно ГОСТ 10686-63  $U_1=10$  В и  $U_2=100$  В. В зарубежной практике принято пользоваться коэффи-

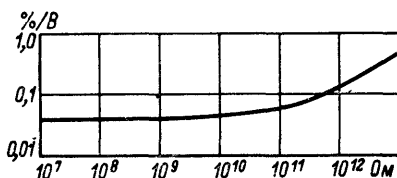
циентом

$$K'_H = \frac{R - R_{лиз}}{R_{H1}(U_2 - U_1)} 100, \% / \text{В.}$$

При  $U_1 = 0,1U_2$  имеем  $K'_H = K_H / 0,9U_2$ . Значение  $K'_H$  зависит от напряжения и характеризует нелинейность резистора лишь в данном интервале напряжений.

Влияние напряжения (рис. 3-2) тем больше, чем больше сопротивление резистора [Л. 3-23]. В табл. 3-2 приведены коэффициенты напряжения  $K'_H$  для резисторов различных типов. Практические исследования не-

Рис. 3-2. Зависимость коэффициента напряжения от номинального сопротивления резистора.



линейности [Л. 3-31, 3-35] большей частью не касаются напряжений ниже 1 В, при которых обычно работают резисторы в электрометрической аппаратуре. Для резисторов фирмы Victoreen с сопротивлениями  $10^{10}$  и  $10^{11}$  Ом зависимость

$K'_H(U)$  имеет [Л. 3-30] линейный характер (рис. 3-3), что позволяет экстраполировать ее в область малых напряжений (пунктир на рис. 3-3). Требуется, конечно, более широкие исследования в этом направлении. Встречаются резисторы, имеющие нормальные свойства при больших напряжениях и полный разрыв цепи при малых.

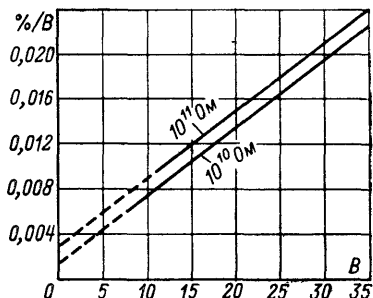


Рис. 3-3. Зависимость коэффициента напряжения от напряжения.

*Влияние радиоактивного излучения.* Воздействие ионизирующего излучения на высокоомные резисторы вызывает ионизацию диэлектриков и дополнительную проводимость. Излучение также приводит к необратимым измерениям структуры и свойств материалов, уменьшая их сопротивление. Композиционные резисторы более чувствительны к влиянию ионизирующих излуче-

Таблица 3-2

**Температурный коэффициент сопротивления (ТКС)  
и коэффициент напряжения  $K'_H$  высокоомных резисторов**

Тип резистора	Исполнитель	ТКС, %/К	$K'_H$ , %/В
КВМ	СССР	От $-0,2$ до $+0,1$ для температур от $-60$ до $+20^\circ\text{C}$ ; $\pm 0,2$ для температур от $+20^\circ\text{C}$ до максимальной	$\pm 0,06$ для сопротивлений до $10^{11}$ Ом при $U=10\div 100$ В; от $-0,11$ до $+0,06$ для сопротивлений более $1,2 \cdot 10^{11}$ Ом при $U=10\div 100$ В
КЛМ	СССР	Для сопротивлений до $10^{10}$ Ом то же, что для резисторов КВМ. Для сопротивлений выше $10^{10}$ Ом: от $-0,25$ до $0,15$ для температур от $-60$ до $+20^\circ\text{C}$ ; $\pm 0,25$ для температур от $+20^\circ\text{C}$ до максимальной	От $-0,17$ до $+0,06$ при $U=10\div 100$ В
TR142	Тесла (Чехословакия)	0,15	0,1
RX-1	Victoreen (США)	От $-0,06$ до $-0,15$	$-0,02$ для сопротивлений $10^{10}$ Ом; $-0,06$ для сопротивлений $10^{12}$ Ом; $-0,10$ для сопротивлений $10^{13}$ Ом при $U=1\div 100$ В
—	Compagnie Generale de Telegraphie Jans Fil (Франция)	От $-0,2$ до $-0,4$	$-0,5$ при $U=10\div 100$ В
АРК1,4	Electronic (ФРГ)	$10^9$ Ом: $-0,15$ $10^{11}$ Ом: $-0,4$	$-0,015$ $-0,04$

ний, чем, например, металлопленочные или металлоокисные. Действие радиации снижается герметизацией резистора или помещением его в пластмассовую оболочку.

*Собственная емкость.* Композиционные резисторы имеют емкость 0,1—0,2 пФ. Она носит распределенный характер, и эквивалентная схема резистора может быть представлена последовательным соединением большого количества RC-цепочек. Обычно для описания поведения резистора пользуются одной RC-цепочкой, однако такая эквивалентная схема является приближительной. Для того чтобы она точно отображала поведение резистора, нужно принять ее параметры ( $R$  и  $C$ ) зависящими от частоты.

*Собственные помехи.* Источники помех в композиционных резисторах изучены мало. Предположительно постоянные составляющие помех обусловлены термо-э. д. с., контактной разностью потенциалов, паразитными токами изоляторов и т. п. Паразитный ток резисторов КВМ доходит до  $10^{-15}$ — $10^{-14}$  А и зависит от чистоты стеклянной оболочки. Резисторам присущи тепловые и токовые шумы. Источником токовых (избыточных) шумов являются флуктуации сопротивления, вызываемые изменением площади контактов между зернами проводника. Уровень токовых шумов пропорционален приложенному напряжению, их частотный спектр непрерывен, а спектральная плотность зависит от частоты примерно по закону  $1/f$ . Уровень токовых шумов резистора может быть охарактеризован собственным коэффициентом шумов, равным отношению полных шумов к тепловым. В ГОСТ 10686-63 шумы резисторов КВМ и КЛМ не нормируются, экспериментальное определение их представляет собой сложную задачу.

*Виброшумы.* Резонансные частоты виброшумов резисторов КЛМ лежат в диапазоне 500—550 Гц [Л. 3-16], их уровень не зависит от сопротивления резистора и составляет 2,5—5 мВ. Виброшумы резисторов КВМ существенно больше, иногда в сотни—тысячи раз. Сердцевина резистора КВМ может при вибрациях перемещаться в полях, создаваемых зарядами на близлежащих изоляторах, что приводит к появлению наведенных зарядов на резистивном элементе. Если резистор находится под напряжением, то емкость резистивного элемента заряжена и ее изменение при вибрациях также вызывает появление паразитных сигналов. Для уменьшения вибро-

шумов резисторы КВМ следует крепить жестко и экранировать их от полей. Резко уменьшает виброшумы центрирование сердцевины резистора внутри стеклянного баллона распорками, например из пермаллоя (рис. 3-4).

## 3-2. ЛОГАРИФИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

### а) Общие сведения

Вольт-амперная характеристика логарифмирующих элементов (ЛЭ) для преобразования малых токов в напряжение описывается уравнением [Л. 3-8]

$$U = a_0 + a_1 \lg I + \Delta U(I), \quad (3-1)$$

где  $a_0$  и  $a_1$  — постоянные коэффициенты, имеющие размерность напряжения, а под  $I$  понимается значение тока, отнесенное к 1 А. Член  $\Delta U(I)$  дает отклонение



Рис. 3-4. Конструкция виброустойчивого резистора.

характеристики от логарифмической. Электровакуумные и полупроводниковые ЛЭ удовлетворяют

уравнению (3-1) в диапазоне токов до 6—10 порядков при нижней границе диапазона до  $10^{-15}$ — $10^{-14}$  А.

Вольт-амперная характеристика конкретного ЛЭ может быть представлена бесконечным множеством выражений вида (3-1) с разными значениями параметров  $a_0$ ,  $a_1$  и  $\Delta U(I)$ . Такое выражение из этого множества, при котором максимальное значение члена  $\Delta U(I)$  минимально, называют логарифмической характеристикой ЛЭ. Диапазон токов, для которого установлены  $a_0$ ,  $a_1$  и  $\Delta U(I)$ , именуют диапазоном логарифмической характеристики. Коэффициент  $a_0$ , равный напряжению на ЛЭ при токе 1 А, называют смещением логарифмической характеристики, его изменение смещает характеристику в направлении оси напряжений. Коэффициент  $a_1$  равен приращению напряжения на ЛЭ при изменении тока на декаду и называется крутизной логарифмической характеристики. Член  $\Delta U(I)$  представляет напряжение нелинейности характеристики.

Динамическое сопротивление ЛЭ находится дифференцированием уравнения (3-1), оно обратно пропорцио-

нально входному току

$$\frac{dU}{dI} = \frac{a_1}{I \ln 10}. \quad (3-2)$$

Статическое сопротивление ЛЭ также зависит от тока через элемент, оно максимально при

$$\lg I = \frac{1}{\ln 10} - \frac{a_0}{a_1}.$$

Основным источником погрешности логарифмирующих преобразователей тока в напряжение является нелинейность  $\Delta U(I)$ . Из уравнения (3-2) следует, что относительная погрешность преобразования тока с помощью ЛЭ связана с его нелинейностью выражением

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\ln 10}{a_1} \Delta U(I), \quad (3-3)$$

т. е. постоянна при постоянстве абсолютной погрешности преобразования по напряжению. Для уменьшения относительной погрешности необходимо минимизировать отношение  $\Delta U/a_1$ .

Существенным источником погрешности является влияние дестабилизирующих факторов, из которых главными являются температура, а для электровакуумных ЛЭ еще и параметры электрического режима. При этом могут изменяться все параметры характеристики ЛЭ. Временной дрейф логарифмической характеристики также проявляется в изменении этих параметров.

## б) Электровакуумные логарифмирующие элементы

*Параметры логарифмической характеристики.*  
В электровакуумных ЛЭ вольт-амперная характеристика определяется распределением (по Максвеллу) скоростей электронов, эмиттируемых термокатодом при отрицательных и небольших положительных напряжениях на аноде, и имеет вид:

$$U = \frac{KT}{q} \ln 10 (\lg I - \lg I_0), \quad (3-4)$$

где  $U$  — разность потенциалов анода и катода диода;  $I$  — ток через диод;  $I_0$  — ток через диод при  $U=0$ ;  $K$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура катода;  $q$  — заряд электрона.



Крутизна характеристики электровакуумного диода

$$a_1 = \frac{KT \ln 10}{q}$$

определяется только температурой катода и при  $T = 750 \div 2000$  К может составлять 150—400 мВ. Смещение характеристики  $a_0 = -a_1 \lg I_0$  определяется еще и начальным током диода, который зависит от конструктивных параметров лампы и может составлять от десятков микроампер до сотен миллиампер. Соответственно

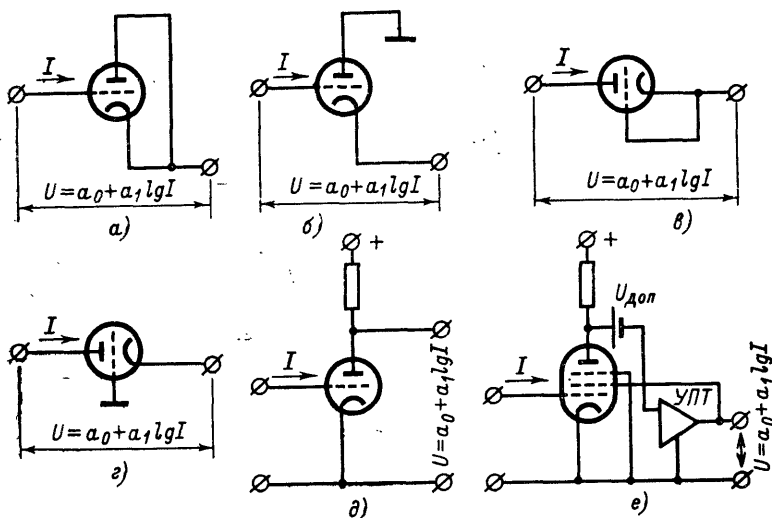


Рис. 3-5. Схемы включения электровакуумных логарифмирующих элементов.

$a_0 = 0,2 \div 1$  В. Разброс значений  $a_0$  и  $a_1$  для ламп одной серии зависит от конструктивных и технологических допусков при их изготовлении.

Верхний предел логарифмической характеристики электровакуумного ЛЭ определяется как

$$I_{\text{макс}} = 2,5 \cdot 10^{-7} \left( \frac{T}{1000} \right)^{3/2} \frac{S}{l^2},$$

где  $S$  — площадь катода;  $l$  — расстояние между анодом и катодом, и составляет  $10^{-6} \text{—} 10^{-3}$  А. Нижний предел ограничивается паразитными токами и может доходить до  $10^{-14} \text{—} 10^{-13}$  А.

*Схемы включения.* Простейшим вариантом электровакуумного ЛЭ является диод. Электрометрические диоды выпускаются за рубежом серийно, например типа 640 фирмы General Electric Company. В трехэлектродных электрометрических лампах анод и катод можно соединить вместе (рис. 3-5,а), но лучшие результаты дает трехзажимное включение (рис. 3-5,б), когда логарифмирующим служит участок сетка — катод, а потенциал анода поддерживается близким к потенциалу сетки. Нелинейность получается меньшей, чем при двухзажимном включении, а также в 3—4 раза снижается емкость элемента. У металлокерамических ламп (нувиторов), например 6С53-Н, анод хорошо изолирован от корпуса и логарифмирующим может служить участок анод — катод. При этом возможно двухзажимное (рис. 3-5,в) и трехзажимное (рис. 3-5,г) включение лампы. При трехзажимном диодном включении лампы (рис. 3-5,б и г) заземление соответствующего электрода уменьшает утечки между высокоомным электродом и катодом, что улучшает логарифмическую характеристику при малых токах.

Возможно еще триодное включение электровакуумных ЛЭ, когда измеряемый ток подается на управляющую сетку, а выходное напряжение снимается с анода лампы (рис. 3-5,д), которая является и логарифмирующим и усилительным элементом. В этом случае оптимальные характеристики достигаются [Л. 3-20] при работе лампы в режиме с постоянным анодным током. Недостатком триодной схемы является большая входная емкость. Кроме того, лампа как усилительный элемент не охвачена обратной связью. Если ЛЭ служит электровакуумный пентод, то сигнал обратной связи может быть подан на одну из сеток лампы (рис. 3-5,е).

*Основные свойства.* Параметры логарифмической характеристики электровакуумных ЛЭ зависят от типа элемента, схемы его включения, режима работы и внешних условий (температуры). Разброс параметров электровакуумных ЛЭ одного типа составляет 10—20% (среднеквадратичное отклонение) для смещения и 2—5% для крутизны. Напряжение накала влияет на крутизну, смещение и нелинейность логарифмической характеристики элемента, временной и температурный дрейф его параметров. Снижение накала уменьшает нелинейность и временной дрейф, но снижает крутизну

характеристики и увеличивает температурную погрешность. Оптимальным является напряжение накала в диапазоне 0,3—0,5 номинального.

На рис. 3-6 приведены относительные нелинейности электрометрической лампы ЭМ-4 в диодном трехзажимном включении при разных напряжениях накала  $U_H$ . Смещение логарифмической характеристики при  $U_H =$

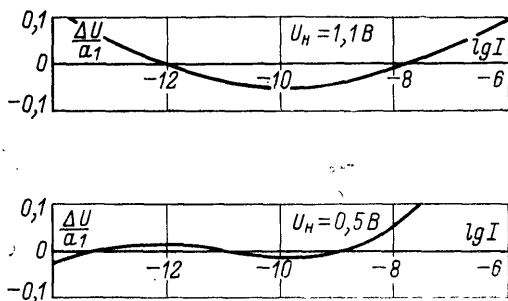


Рис. 3-6. Относительная нелинейность лампы ЭМ-4 в диодном трехзажимном включении.

$= 1,1 В$  равно  $a_0 = 0,4 В$ , крутизна  $a_1 = 0,2 В$ . При  $U_H = 0,5 В$  смещение увеличивается до 1 В, а крутизна снижается до 0,16 В. При уменьшении накала логарифмический участок характеристики лампы смещается в сторону меньших токов.

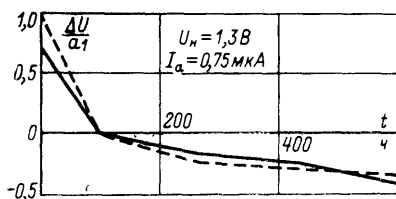


Рис. 3-7. Временной дрейф характеристики лампы ЭМ-4.

— в области малых токов; - - - - в области больших токов.

**Стабильность.** Дрейф параметров вольт-амперной характеристики электровакуумных ЛЭ вызывается изменением контактной разности потенциалов между электродами, эмиссионной способности катода и т. п. Вызванная временным дрейфом погрешность преобразования тока с помощью лампы ЭМ-4 может составлять 0,1—0,5%/ч. С уменьшением накала погрешность уменьшается. Временной дрейф характеристики триода ЭМ-4 в трехзажимном диодном включении в первые 100 ч

значителен (рис. 3-7), происходит тренировка лампы. Затем он уменьшается. Дрейф примерно одинаков при малых и больших токах, т. е. крутизна логарифмической характеристики меняется мало, а смещение существенно.

**Влияние температуры.** Температура катода электрометрических ламп невысока, и влияние окружающей температуры на параметры их логарифмических характеристик может быть значительным. Для триода ЭМ-4 в трехзажимном диодном включении погрешность преобразования тока, вызванная изменением окружающей температуры, доходит до 1,5%/К; с увеличением напряжения накала она уменьшается.

**Влияние напряжения накала.** На рис. 3-8 приведены зависимости крутизны  $a_1$  и смещения  $a_0$  характеристик ламп ЭМ-4 и ЭМ-7 в трехзажимном диодном включении от напряжения накала, из которых можно определить требуемую стабильность источников питания.

**Влияние радиоактивных излучений.** Под воздействием излучений характеристики электровакуумных ЛЭ должны изменяться значительно, однако конкретных данных по этому вопросу в литературе нет.

**Собственная емкость.** Емкость электровакуумных ЛЭ определяется их конструкцией и схемой включения и составляет несколько пикофард. При трехзажимном включении (см. рис. 3-5, д и е) к емкости самого ЛЭ добавляется емкость входного монтажа. Наименьшая емкость достигается при трехзажимном диодном включении (см. рис. 3-5, г), когда заземленная сетка играет роль экрана, что резко уменьшает емкость на участке анод — катод.

**Шумы.** Предельные возможности электровакуумных ЛЭ определяет временной и температурный дрейф, поэтому шумы ЛЭ обычно не рассматриваются.

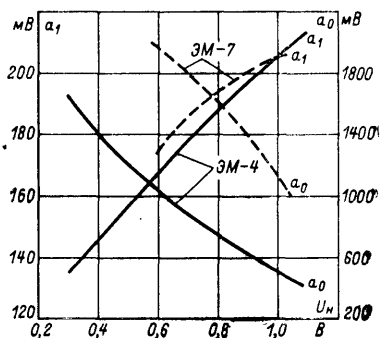


Рис. 3-8. Зависимость характеристик электровакуумных логарифмирующих элементов от напряжения накала.

## в) Полупроводниковые логарифмирующие элементы

*Параметры логарифмической характеристики.* Вольт-амперная характеристика плоского  $p$ - $n$ -перехода в прямом направлении при учете только диффузионной составляющей описывается уравнением

$$U = \frac{KT}{q} \ln 10 (\lg I - \lg I_s), \quad (3-5)$$

где  $U$  — напряжение на переходе в прямом направлении;  $I$  — ток через переход в прямом направлении;  $I_s$  — ток насыщения через переход в обратном направлении;  $T$  — абсолютная температура перехода.

Уравнение (3-5) справедливо для плоскостных диодов и отдельных переходов транзисторов, а также для переходной характеристики транзистора с общей базой. Из сравнения уравнений (3-4) и (3-5) видно, что крутизна логарифмической характеристики у полупроводникового перехода существенно меньше, чем у электровакуумного диода, так как температура перехода меньше температуры раскаленного катода. При комнатной температуре ( $T=293$  К) для  $p$ - $n$ -перехода имеем  $a_1 \approx 60$  мВ. Поскольку ток насыщения  $I_s$  лежит на уровне  $10^{-10}$  А, смещение логарифмической характеристики полупроводниковых приборов составляет около 0,6 В.

Диапазон полупроводниковых ЛЭ в области малых токов ограничен токами утечки через переход и изоляцию, а в области больших токов — падением напряжения на внутреннем сопротивлении элемента. Нелинейность может также вызываться тепловым сопротивлением диодов и поверхностными и объемными дефектами перехода. Специально разработанные полупроводниковые ЛЭ существуют только для токов  $10^{-5}$ — $10^{-2}$  А, они используются в аналоговых вычислительных машинах. В электрометрии для этих целей используют обычные элементы из числа наиболее подходящих.

*Схемы включения.* Полупроводниковый диод является двухзажимным элементом, и вопрос о его включении в качестве ЛЭ решается однозначно. Хорошие результаты дают транзисторы в трехзажимном включении, когда логарифмирующим служит участок эмиттер — коллектор, а потенциал базы поддерживается близким к потенциалу эмиттера. Возможность такого включения основана на пропорциональности входной проводимости

мости транзистора с заземленной базой току базы [Л. 3-22].

**Основные свойства.** Крутизна логарифмической характеристики полупроводникового перехода в зависимости от типа элемента составляет 60—100 мВ. В более широких пределах могут меняться смещение характеристики и, особенно, нелинейность. На рис. 3-9 приведены характеристики некоторых кремниевых приборов в двухзажимном включении, пригодных для использования в качестве ЛЭ. Крутизна логарифмической характеристики лежит в пределах 70—90 мВ, а смещение на уровне 0,8—1 В. Среднеквадратичное отклонение значений крутизны для элементов одного типа составляет около 10%, а смещения — около 5%. Разброс значений нелинейности также несущественен. Рабочий диапазон кремниевых *p-n*-переходов составляет порядка  $10^{-11}$ — $10^{-4}$  А, а относительная нелинейность достигает 10—20% даже для усредненных характеристик. Логарифмирующие элементы с кремниевыми переходами могут использоваться лишь в устройствах низкой точности и при сравнительно больших токах.

Наименьшую нелинейность имеют планарные транзисторы в трехзажимном включении, в которых расстояние между коллектором и эмиттером мало, что обеспечивает взаимную компенсацию составляющих токов на участках коллектор — база и эмиттер — база, обусловленных основными носителями. У кремниевых планарного КТ312А и диффузионных КТ301В и 2Т301Ж транзисторов в трехзажимном включении (рис. 3-10) крутизна равна 50—60 мВ, смещение 0,75—0,85 В, а рабочий диапазон  $10^{-12}$ — $10^{-4}$  А при погрешности около 5%. Раз-

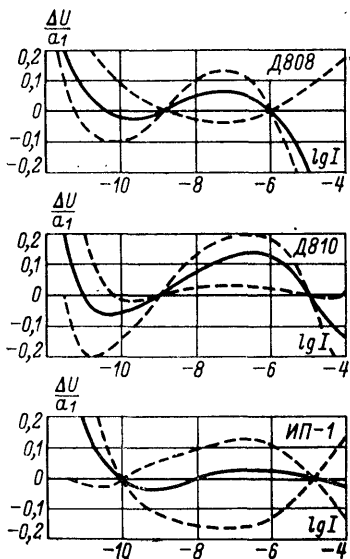


Рис. 3-9. Относительная нелинейность кремниевых *p-n*-переходов.

— — усредненные характеристики; - - - границы максимального разброса.

брос значений относительной нелинейности для приборов одного типа не превышает 2—3% с увеличением на границах диапазона до 10%, а разброс значений крутизны и смещения не превышает 2—3%.

*Стабильность.* Причиной нестабильности характеристики полупроводниковых ЛЭ могут быть необратимые изменения структуры элемента, что вызывает изменение

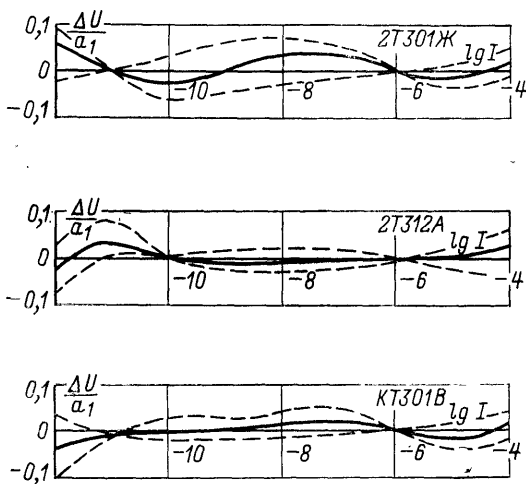


Рис. 3-10. Относительная нелинейность транзисторов в трехзажимном включении.

————— усредненные характеристики; - - - - - границы максимального разброса.

тока  $I_s$ , а тем самым смещение характеристики. Можно предполагать, что полупроводниковые ЛЭ существенно стабильнее электровакуумных. Выдержка кремниевых  $p$ - $n$ -переходов под сравнительно большим током существенно изменяет его характеристику. Восстановление первоначальных свойств при меньших токах может продолжаться несколько часов. Для транзисторов в трехзажимном включении гистерезисные явления значительно меньше и лежат в пределах 0,5—3 мВ.

*Влияние температуры.* Температурные характеристики полупроводниковых ЛЭ определяются из уравнения (3-5), в котором ток насыщения  $I_s$  также зависит от температуры. Свойства полупроводниковых ЛЭ зависят от температуры сильнее, чем электровакуумных, так как температура перехода, в отличие от температуры като-

да электровакуумного элемента, целиком определяется температурой окружающей среды.

*Влияние радиоактивных излучений.* Под влиянием излучений полупроводниковые ЛЭ претерпевают обратимые и необратимые изменения свойств, однако количественных данных по этому вопросу в литературе нет.

*Собственная емкость.* Емкость перехода в зависимости от типа используемого элемента может составлять от единиц до сотен пикофарад, она зависит от приложенного напряжения и может изменяться в десятки раз. При малых напряжениях емкость минимальна, в верхней части логарифмического диапазона максимальна. При токах порядка  $10^{-11}$  А сопротивление диода велико и его постоянная времени может составлять 0,1—1 с, при больших токах она существенно меньше.

*Шумы.* Данных о шумах полупроводниковых ЛЭ нет, возможности элементов определяются температурным и временным дрейфом характеристики, а не шумами.

### г) Измерение параметров логарифмирующих элементов

Для исследования вольт-амперных характеристик ЛЭ при малых токах необходима специализированная аппаратура [Л. 3-13] высокой точности и производительности. Метод функционально связанных источников тока и напряжения [Л. 3-7—3-9] позволяет непосредственно измерять параметры логарифмической характеристики нелинейного элемента в виде, задаваемом уравнением (3-1). При этом характеристика ЛЭ сравнивается с логарифмической зависимостью, моделируемой с помощью регулируемых источников тока и напряжения. Исследуемый двухполюсный ЛЭ включается (рис. 3-11, а) в цепь параллельной ООС ЭМУ, на вход которого подается ток от источника  $I$ . Выходное напряжение ЭМУ, равное напряжению на ЛЭ, сравнивается с опорным напряжением  $U_{оп}$  и их разность  $\Delta U(I)$  измеряется. Регулировка источников  $I$  и  $U_{оп}$  осуществляется дискретно так, что  $I_k = I_0 G^m$  и  $U_{опk} = U_{оп0} + k m$ , где  $G$  и  $m$  — знамена-

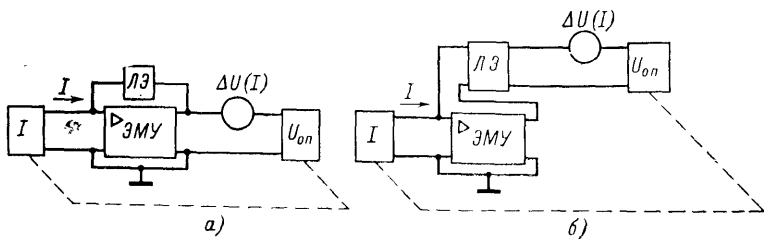


Рис. 3-11. Принципиальные схемы определения характеристик логарифмирующих элементов: двухполюсников (а) и многополюсников (б).



тель геометрической и разность арифметической прогрессий соответственно. При этом во всем диапазоне рабочих токов справедливо равенство

$$U_{опн} = \alpha_0 + \alpha_1 \lg I_k,$$

где

$$\alpha_0 = \frac{U_{оп0} - m \lg I_0}{\lg G};$$

$$\alpha_1 = \frac{m}{\lg G}.$$

Зависимость опорного напряжения от входного тока представляет собой логарифмическую характеристику со смещением  $\alpha_0$  и крутизной  $\alpha_1$ , которые могут изменяться регулировкой  $U_{оп0}$  и  $m$ .

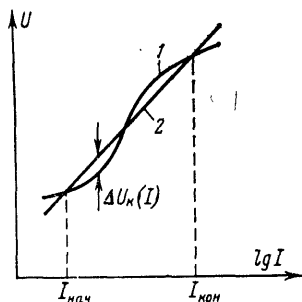


Рис. 3-12. Совмещение характеристик установки и исследуемого элемента в двух точках диапазона токов.

1 — характеристика установки;  
2 — характеристика исследуемого элемента.

Измеритель разности  $\Delta U(I)$  показывает отклонение вольт-амперной характеристики ЛЭ от логарифмической зависимости, т. е. напряжение нелинейности. Перед измерением логарифмическая зависимость установки регулировкой коэффициентов  $\alpha_0$  и  $\alpha_1$  совмещается с вольт-амперной характеристикой ЛЭ в двух, разнесенных друг от друга точках диапазона токов  $I_{нач}$  и  $I_{кон}$  (рис. 3-12). При измерении характеристик логарифмируемых многополюсников (рис. 3-11,б) в цепь ООС ЭМУ включаются входные зажимы многополюсника, а источник опорного напряжения с измерителем разности напряжений подключается к его выходным зажимам. Метод позволяет исследовать характеристики ЛЭ большинства известных типов в диапазоне  $10^{-14}$ — $10^{-4}$  А с погрешностью 1%.

### 3-3. КОНДЕНСАТОРЫ С БОЛЬШИМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ УТЕЧКИ

#### а) Конденсаторы с диэлектриком

*Общие сведения.* Конденсаторы, используемые в качестве пассивных электрометрических преобразователей, должны иметь постоянную времени саморазряда до  $10^4$ — $10^5$  с. Наиболее подходят полистирольные и фторопластовые конденсаторы (табл. 3-3).

Фактическое сопротивление изоляции конденсаторов обычно превышает нормируемое на 2—3 порядка. Методы его измерения регламентируются ГОСТ 6580-63 «Конденсаторы электрические постоянной емкости. Методы испытания».

Таблица 3-3

**Основные технические характеристики некоторых серийно выпускаемых высокоомных конденсаторов с диэлектриком**

Тип конденсатора	Характеристика				
	Диапазон номинальных значений	Наименьшие допускаемые отклонения, %	ТКЕ, 1/К	Сопротивление изоляции или постоянная времени саморазряда при 20°C	
				между выводами	на корпус
МПГО	0,1—10 мкФ	0,1	$-1,5 \times 10^{-4}$	$5 \cdot 10^3$ с	$10^{11}$ Ом
МПГ-П	0,015—2 мкФ	0,1	$-2 \cdot 10^{-4}$	$2,5 \cdot 10^{10}$ Ом для $C < 0,1$ мкФ; $5 \cdot 10^3$ с для $C > 0,1$ мкФ	$10^{11}$ Ом
ПМ	100 пФ— 0,01 мкФ <sub>мк</sub>	5	$-2 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{10}$ Ом	—
ПО	51 пФ— 0,03 мкФ	5	—	$10^{13}$ — $10^{14}$ Ом	—
ПСО	470 пФ— 0,01 мкФ	5	—	$10^{10}$ Ом	—
ФТ	560 пФ— 0,47 мкФ	5	$-2 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^9$ Ом	—

**Абсорбция.** Конденсаторы для электрометрических цепей должны иметь малую абсорбцию. Под абсорбцией понимают свойство частично сохранять имевшийся заряд после кратковременного замыкания накоротко. Отношение остаточного напряжения на конденсаторе к первоначальному называют коэффициентом абсорбции. Явление абсорбции может быть отображено в упрощенной (без учета других явлений) эквивалентной схеме конденсатора (рис. 3-13) с помощью цепочки  $R_a C_a$ , включенной параллельно основной емкости  $C$  и имеющей большую постоянную времени. Результирующая емкость конденсатора вследствие абсорбции зависит от времени нахождения его под постоянным напряжением. Малые коэффициенты абсорбции имеют полистирольные и фторопластовые конденсаторы [Л. 3-15]. Для полисти-

рольных конденсаторов коэффициент абсорбции нормируется равным 0,2—0,3%, на самом деле он существенно меньше. Для фторопластовых конденсаторов этот коэффициент составляет 0,05—0,1%. Специальными мерами коэффициент абсорбции может быть снижен до очень малых значений.

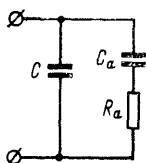


Рис. 3-13. Схема замещения конденсатора с абсорбцией.

**Стабильность.** Емкость конденсаторов с диэлектриком мало изменяется со временем [Л. 3-11]. У конденсаторов ФТ в течение первого года с момента изготовления емкость изменяется в пределах 0,1—0,3%, а в дальнейшем — менее 0,05% в год.

**Влияние температуры.** Температурный коэффициент емкости (ТКЕ) конденсаторов с диэлектриком обычно не превышает 0,02%/К и выбором рациональной технологии может быть уменьшен. Тренировка полистироловых конденсаторов температурными циклами повышает их температурную устойчивость [Л. 3-25]. Существуют сведения о конденсаторах с очень малым ТКЕ. У фторопластовых конденсаторов ФТ в диапазоне от 20 до 50°C ТКЕ составляет от —0,012 до —0,014%/К, а при температурах от 15 до 16°C и от 18,5 до 20°C имеют место скачкообразные изменения емкости на 0,07—0,1%, обусловленные фазовыми переходами в диэлектрике.

Уменьшение сопротивления изоляции конденсаторов с диэлектриком с ростом температуры выражается эмпирической формулой

$$\lg R_{t_2} = \lg R_{t_1} - \beta(t_2 - t_1),$$

где  $\beta$  для многих диэлектриков лежит в пределах 0,03—0,035, а для полиэтилена — в пределах 0,04—0,045.

**Влияние влажности.** Вода является полярной жидкостью с большой диэлектрической постоянной и высокой электропроводностью. Поглощение влаги приводит к возрастанию емкости конденсатора и резкому снижению сопротивления изоляции. Для конденсаторов, используемых в электрометрии, эти явления не сильно выражены, так как полистирол и фторопласт не гигроскопичны. При полной герметизации конденсаторов

влажность влияет только на утечки по изоляторам, и это влияние носит обратимый характер.

*Влияние напряжения.* Зависимость емкости конденсаторов с диэлектриком от приложенного напряжения не превышает сотых—тысячных долей процента и обычно ею можно пренебречь.

*Влияние радиоактивного излучения.* Под воздействием излучения в конденсаторах с диэлектриком возникает дополнительная проводимость. Это влияние является обратимым. Возможны и необратимые изменения емкости и сопротивления утечки вследствие изменения структуры диэлектрика. Влияние излучения зависит от материала диэлектрика, конструкции и технологии изготовления конденсатора.

*Собственные помехи.* Собственные помехи конденсаторов, используемых в электрометрических цепях, удобно характеризовать паразитным током. Причины и уровень этих помех мало изучены. Паразитный ток конденсаторов ФТ емкостью 0,037—0,1 мкФ в нормальных условиях может достигать  $10^{-14}$ — $10^{-13}$  А и значительно увеличивается при изменении температуры.

## **б) Воздушные конденсаторы**

*Общие сведения.* При емкостях менее 300—500 пФ для обеспечения постоянной времени саморазряда  $10^5$ — $10^6$  с необходимо иметь сопротивление изоляции до  $10^{15}$ — $10^{16}$  Ом. Обеспечить такие параметры можно только в специально выполненных воздушных конденсаторах. Для устранения влияния утечек в них можно применять методы эквипотенциальной защиты. Абсорбция воздушных конденсаторов пренебрежимо мала, а стабильность емкости во времени может быть очень высокой; ТКЕ воздушных конденсаторов определяется конструкцией и материалами и может быть сделан малым. Напряжение не влияет на их работу. Паразитный ток воздушного конденсатора определяется качеством изолятора и может быть снижен до  $(1 \div 2) 10^{-17}$  А.

*Примеры исполнения.* Проще всего выполнить воздушный конденсатор с емкостью до 30—50 пФ. С увеличением емкости зазоры между пластинами уменьшаются, сложность изготовления возрастает. Воздушные накопительные конденсаторы НК-1 и разделительные РК-1 конструктивно подобны, но первые выпускаются на номинальное значение 100 пФ, а вторые — от 10 до 30 пФ. Габариты конденсаторов 32×26×26 мм, масса 14—16 г. Конденсаторы рассчитаны на интервал рабочих температур от —50 до +65 °С; ТКЕ не превышает

0,02%/К. Изоляция выполнена из янтаря; сопротивление изоляции не менее  $10^{15}$  Ом, паразитный ток не более  $5 \cdot 10^{-17}$  А.

В серии воздушных конденсаторов ВНИИФТРИ [Л. 14-27] за основу взяты конструктивные и технологические решения, использованные в конденсаторах НК-1 и РК-1, но они выполнены трехжымными (с эквипотенциальной защитой от токов утечки) и регулируемы. Конденсаторы имеют емкости от 1 до 400 пФ. Конденсаторы разной емкости отличаются только числом пластин.

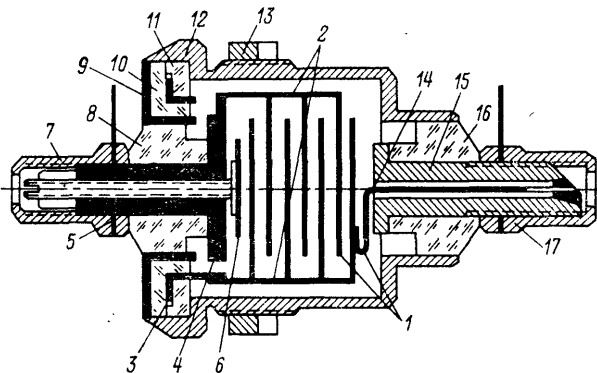


Рис. 3-14. Конструкция воздушного электрометрического конденсатора.

Основным узлом (рис. 3-14) является блок, который состоит из двух групп полированных пластин, образующих электроды. Пластины 1 крепятся при помощи точечной сварки к стойкам 2, а те в свою очередь приварены к втулкам 3 и 4. Втулка 4 служит одним из выводов конденсатора; она имеет отверстие с резьбой, через которое проходит регулировочный винт 5 с пластиной 6, служащей для подгонки емкости конденсатора к номинальному значению. Фиксация положения винта осуществляется обжимом внешнего конца винта 5 разрезным концом втулки 4. Вывод регулировочного винта закрывается колпачком 7, навинчивающимся на втулку 4. Втулка 4 при помощи эпоксидного клея крепится к изолятору 8, а тот — к охранному кольцу 9. Втулка 3 приклеивается между изоляторами 10 и 11, а последние клеятся к охранному кольцу 9. Кольцо 9 служит для эквипотенциальной защиты путем разделения изоляторов 7, 10 и 11 и соединяется с корпусом 12 конденсатора. Неразборный блок пластин с втулками 3 и 4, изоляторами 7, 10 и 11 и охранным кольцом 9 вставляется в корпус и завальцовывается.

Вторая группа пластин при помощи гибкого проводника 14 соединяется со втулкой 15, которая является вторым выводом конденсатора. Она крепится эпоксидным слоем к изолятору 16, а последний — к корпусу. Место пайки проводника 14 и втулки 15 закрывается колпачком 17. Для крепления конденсатора предусмотрена гайка 13. Все изоляторы выполнены из янтаря, поверхности изоляторов тщательно полированы. Металлические части конденсаторов (за исключением корпуса, колпачков и втулки 15) с целью уменьшения ТКЕ выполнены из инвара.

Конденсаторы имеют неточность подгонки емкости около 0,1%, ТКЕ около 0,01—0,015%/К, сопротивление утечки между пластинами больше  $10^{15}$  Ом. Габариты конденсаторов  $32 \times 32 \times 50$  мм для конденсатора емкостью 1 пФ и  $44 \times 44 \times 82$  мм для конденсатора емкостью 400 пФ.

### 3-4. ИСТОЧНИКИ МАЛЫХ ТОКОВ

#### а) Ионизационные источники

Ионизационные источники токов (ИИТ) представляют собой ионизационную камеру со встроенным радиоактивным излучателем. Напряжение питания выбирается так, чтобы камера работала в режиме насыщения. В ИИТ применяют  $\alpha$ - и  $\beta$ -излучатели, вопросы радиационной защиты при этом решаются проще, чем при  $\gamma$ -излучателях. Высокая ионизирующая способность  $\alpha$ -частиц делает ИИТ с  $\alpha$ -излучателями наиболее пригодными для токов  $10^{-8}$ — $10^{-10}$  А. Для получения тока насыщения в них необходимы сравнительно сильные электрические поля. Заряд, создаваемый одной  $\beta$ -частицей, на 2—3 порядка меньше, чем для  $\alpha$ -частицы, поэтому  $\beta$ -излучатели обеспечивают меньшие статистические флуктуации тока. Насыщение достигается в них при меньших напряжениях, чем для  $\alpha$ -излучателей.

Ионизационные источники токов могут выполняться на одно значение тока на выходе или регулируемые. В последних эффективная излучающая поверхность меняется передвиганием экрана. Регулируемым и нерегулируемым ИИТ посвящено много работ. Нестабильность ИИТ определяется периодом полураспада радиоактивного препарата и некоторыми другими факторами и при правильном выборе конструкции и технологии не превышает 0,1% в год [Л. 3-30].

На рис. 3-15 показано устройство ИИТ с  $\beta$ -излучателем для тераомметра ТОМ-Тарту-63 [Л. 14-27], в котором использован излуча-

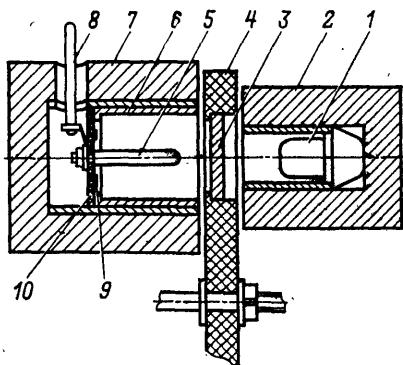


Рис. 3-15. Устройство ионизационного источника тока для тераомметра ТОМ-Тарту-63.

тель 1 типа БИ-1, представляющий собой изотоп стронция-90 в равновесии с итрием-90. Излучатель имеет активность  $0,5 \times 3,7 \times 10^7$  расп/с (0,5 мКи) и создает ток  $10^{-10}$  А. Для ослабления тока в кратности 1:10:100:1000 предусмотрены металлические фильтры 3, вмонтированные по вращающемуся диску 4. Питательное напряжение +400 В подается на цилиндрический электрод 6. Ток снимается с центрального электрода 5, закрепленного на фторопластовом изоляторе 10 и имеющего вывод 8. Для уменьшения утечек изолятор 10 окружен охранным кольцом 9, потенциал которого поддер-

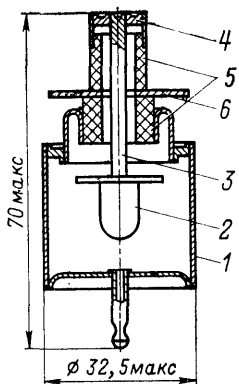


Рис. 3-16. Устройство герметизированного ионизационного источника тока.

живается равным потенциалу электрода 5. Для защиты обслуживающего персонала от воздействия излучений и для подавления влияния рассеянного вторичного рентгеновского излучения применяются свинцовые экраны 2 и 7. Так как источник негерметизирован, а ионизационный ток пропорционален плотности газа в камере, то при изменении температуры на  $10^\circ\text{C}$  или при изменении давления на  $400 \text{ Н/м}^2$  ток источника изменяется на 3—4%.

Герметизированный ИИТ Тартуского университета (рис. 3-16) представляет герметичную ионизационную камеру 1 со встроенным радиоактивным излучателем 2, заполненную смесью газов: аргона 98% и гелия 2%. Излучатель соединен через стержень 3 с выходным зажимом 4 и выполняет роль собирающего электрода камеры. Выходной зажим изолирован от камеры керамическим изолятором 5 с электродом 6 для эквипотенциальной защиты зажима. Основными конструкционными материалами ИИТ являются сталь и керамика. Основ-

вание излучателя изготовлено из оргстекла и покрыто тонким радиоактивным слоем с изотопом углерод-14, а затем слоем золота. Детали ИИТ соединены вакуумплотно: швы стальных деталей аргонодуговой сваркой, керамика-металл припоем ПСр-72. Период полураспада изотопа углерод-14 составляет 5600 лет. Временная нестабильность выходного тока ИИТ не превышает 1% в год и определяется в основном изменением количества свободного газа в камере. Оно может меняться из-за микроутечек в конструкционных деталях, а также за счет явлений поглощения газов при нагреве и охлаждении ИИТ.

Ионизационные источники тока имеют большой срок службы, малые габариты и массу, просты в эксплуатации. Фирма Victoreen (США) выпускает нерегулируемые ИИТ на токи от  $10^{-8}$  до  $10^{-10}$  А [Л. 3-26]. В качестве радиоактивного элемента в них используется  $^{241}\text{Am}$ . Напряжение питания составляет от 25 до 500 В.

## б) Емкостные источники

При подключении конденсатора к генератору пилообразного напряжения (ГПН) ток в цепи конденсатора

пропорционален его емкости и скорости изменения (крутизне) напряжения

$$I(t) = \frac{dQ(t)}{dt} = C(t) \frac{dU(t)}{dt} + U(t) \frac{dC(t)}{dt}.$$

При  $C = \text{const}$  и  $dU/dt = v = \text{const}$  имеем:

$$I(t) = Cv = \text{const}.$$

На этом принципе можно выполнять источники на токи до  $10^{-15}$  А, для этого нужно  $C = 10$  пФ и  $v = 0,1$  мВ/с. Сопротивление утечки дифференцирующего конденсатора должно быть очень большим, иначе ток утечки внесет погрешность.

В качестве ГПН используются многооборотные потенциометры и электронные схемы. В источнике тока

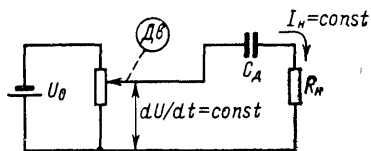


Рис. 3-17. Принципиальная схема источника тока с многооборотным потенциометром.

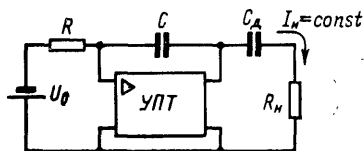


Рис. 3-18. Принципиальная схема источника тока с электронным генератором пилообразного напряжения.

с многооборотным потенциометром (рис. 3-17) последний вращается синхронным двигателем  $Дв$ , он должен иметь хорошую линейность. Нерегулярные процессы в подвижном контакте потенциометра могут вызывать флуктуации тока на выходе.

В источниках с электронным ГПН (рис. 3-18) последний выполняется на усилителе постоянного тока (УПТ). При большом коэффициенте усиления УПТ напряжение на выходе ГПН зависит от задающего напряжения  $U_0$ , сопротивления  $R$  на входе и емкости  $C$  конденсатора в цепи ООС УПТ следующим образом:  $U(t) = U_0 t / RC$ . Ток на выходе равен  $I = U_0 C_d / RC$ . Для получения линейно изменяющегося напряжения можно использовать и другие системы, однако ГПН с УПТ обеспечивают большую длительность рабочего цикла и лучшую линейность [Л. 3-1, 3-3—3-5].

На рис. 3-19 приведена функциональная схема источника ВНИИФТРИ на токи  $10^{-8}$ — $10^{-15}$  А. В исходном положении контакт реле  $P$  шунтирует конденсатор  $C_1$ , а тумблер  $B_1$  разомкнут. При



этом устанавливается нуль УПТ. Переключателем  $B_2$  выбирается полярность напряжения на выходе ГПН и тем самым направление тока на выходе источника, а переключателем  $B_3$  — требуемый диапазон токов. Для начала рабочего цикла размыкается контакт реле  $P$  и замыкается тумблер  $B_1$ , в результате ток, протекающий через резистор  $R_6$ , заряжает конденсатор  $C_1$  и напряжение на выходе УПТ линейно возрастает. Через дифференцирующий конденсатор (один из  $C_2—C_5$ ) и подключенную к источнику нагрузку начинает течь ток. Его значение регулируется изменением крутизны напряжения

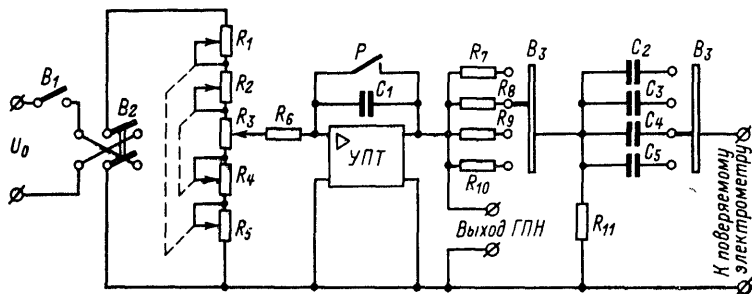


Рис. 3-19. Функциональная схема источника малых токов.

ГПН. Последняя определяется напряжением, снимаемым с трехдекадного делителя  $R_1—R_5$ , декады которого упрощенно изображены в виде потенциометров. Параметры интегрирующей цепи ( $R_6=10^8$  Ом,  $C_1=2$  мкФ) выбраны так, что при изменении напряжения  $U_0$  на входе ГПН от 20 до 2 В крутизна изменится в пределах 0,1—0,01 В/с. Дискретность регулировки тока на выходе с помощью трехдекадного делителя не более 1%.

Для перекрытия диапазона токов  $10^{-8}—10^{-12}$  А используются дифференцирующие конденсаторы с емкостями 100 000—10 000—1000—100 пФ. Конденсатор на 100 пФ воздушный с изолятором из янтара, остальные типа ФТ. Действительные значения емкостей отличаются от номинальных, поэтому используются конденсаторы с емкостями, несколько превышающими номинальные значения, а для получения на границах поддиапазонов (при крутизне напряжения ГПН 0,1 и 0,01 В/с) токов, кратных отрицательной степени 10, на выходе ГПН предусматриваются делители.

Токи  $10^{-12}—10^{-15}$  А получают с помощью выносной головки (рис. 3-20), подключаемой к выходу ГПН. В головке используется воздушный конденсатор  $C$  трехзатражной конструкции емкостью 10 пФ. Выбор поддиапазонов осуществляется переключателем  $B$ , изменяющим коэффициент передачи делителя на резисторах  $R_1—R_4$ . Наименьшая крутизна напряжения на выходе ГПН равна 100 мкВ/с (при токе  $10^{-15}$  А).

Погрешность воспроизведения тока на выходе такого источника

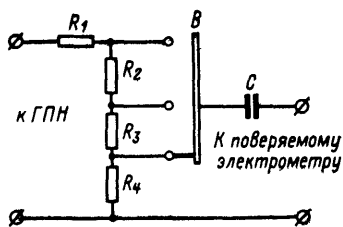


Рис. 3-20. Принципиальная схема выносной головки источника малых токов.

определяется источником задающего напряжения, входным и выходным делителями, операционным резистором, накопительным конденсатором в цепи обратной связи УПТ и дифференцирующим конденсатором. Параметры всех этих элементов стабильны и мало зависят от температуры. На стабильность тока на выходе влияют также колебания коэффициента усиления УПТ, дрейф нуля и паразитный ток УПТ, а также сопротивления утечки накопительного и дифференцирующих конденсаторов. Однако и эти влияния можно свести до достаточно малых. Воспроизводимость источника лежит на уровне 0,1—0,2%.

### в) Источники с изменяющейся емкостью

Если в цепь источника постоянного напряжения  $U$  включить изменяющуюся во времени емкость  $C$ , то ток в нагрузке будет равен  $I(t) = dQ(t)/dt = UdC(t)/dt$ , т. е. при  $dC(t)/dt = \text{const}$  имеем  $I = \text{const}$  [Л. 3-4]. Сопротивление утечки конденсатора должно быть достаточно велико, иначе к току через емкость добавится ток утечки по изоляции. Такие источники применяют только при измерении больших сопротивлений, когда достаточно знать лишь среднее за некоторое время значение тока и не предъявляется высоких требований к постоянству тока во времени, а следовательно, к характеру изменения емкости.

### г) Источники с непосредственным переносом заряда

В источниках тока на принципе атомной батареи (рис. 3-21)  $\alpha$ - или  $\beta$ -частицы, эмиттированные излучателем  $\mathcal{E}$ , пролетают через вакуумный промежуток и собираются на коллекторе  $K$ . Через нагрузку  $R$  во внешней цепи батареи течет ток. Вольт-амперная характеристика источников (рис. 3-22) симметрична [Л. 3-3]. Применяя дополнительный источник напряжения, можно обе-

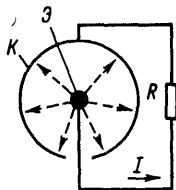


Рис. 3-21. Источник тока на атомной батарее.

спечить режим насыщения и тем самым высокое внутреннее сопротивление источника. Стабильность таких источников зависит от периода полураспада излучателя, сохранения вакуума, постоянства вторичной электронной

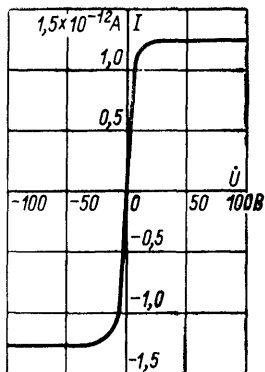


Рис. 3-22. Вольт-амперная характеристика источника на атомной батарее.

температурной зависимостью, а также сопротивлением изоляции. «Утомление» фотокатода вызывает нестабильность тока при длительном применении фотоэлемента. Фотоэлементом может служить электрометрическая лампа [Л. 3-27], управляющая сетка которой освещается и, работая как фотокатод, является источником тока. Все остальные электроды лампы соединены вместе. Питается источник от батареи 15 В, токи на выходе составляют  $10^{-14}$ — $10^{-9}$  А. В качестве преобразователя светового излучения можно использовать [Л. 3-27] и планарный *p-n-p*-транзистор.

### е) Термоэлектронные источники

В таких источниках [Л. 3-29] ток образуется потоком электронов с катода на анод. В вакуумированном баллоне 1 помещен вольфрамовый катод в виде нити 2 (рис. 3-23), температура которого, а следовательно, и ток эмиссии регулируются изменением накала. Анод 3 выполнен в виде цилиндра, коаксиального с нитью. Часть электронов, движущихся от катода к аноду, пролетает сквозь отверстие 4 в аноде и попадает на коллектор 5, образуя ток во внешней цепи. Вывод коллектора 5 защищен от поверхностных токов утечки охранным кольцом. Отношение анодного тока к току во внешней цепи определяется отношением площади анода к площади отверстия. Плавная регулировка тока на выходе

эмиссии с внутренних поверхностей под влиянием радиоактивного излучения и т. п. Вакуумные радиоактивные источники тока имеют меньший уровень статистических флуктуаций тока, чем ионизационные, и наиболее перспективны для токов  $10^{-12}$  А и ниже.

### д) Источники на фотоэлементах

Изменяя освещение фотоэлемента, можно плавно регулировать ток в его цепи в широких пределах. Предельные возможности ограничиваются темновым током фотоэлемента, который составляет  $10^{-10}$ — $10^{-14}$  А, и его

в диапазоне  $10^{-14}$ — $10^{-3}$  А осуществляется изменением напряжения накала. При токах выше  $10^{-12}$  А колебания тока в течение 100 ч не превышали 2%.

### ж) Источники на пьезоэффекте

Основной частью пьезоэлектрического источника, созданного впервые братьями Кюри, является кварцевая пластина 1 (рис. 3-24). К пластине приложено усилие  $F$ , и на ее сторонах 2 и 3 образуются равные заряды противоположного знака. Количество электричества на поверхностях пластины пропорционально усилию  $Q = aF$ , где  $a$  — коэффициент, учитывающий пьезоэлектрическую постоянную кварца и геометрические размеры пластины. При равномерно изменяющемся усилии  $dF(t)/dt = \text{const}$  во внешней цепи течет ток  $I(t) = dQ(t)/dt = adF(t)/dt$ , который может составлять  $10^{-15}$ — $10^{-11}$  А. В настоящее время пьезоэлектрические источники не используются, так как трудно получить линейно изменяющееся усилие.

### з) Резистивные источники

Простой источник тока можно выполнить с помощью высокоомного резистора  $R$  и источника напряжения  $U_0$ . При  $R \gg R_n$  ток в цепи равен  $I = U_0/R$ . Успехи в производстве точных высокоомных резисторов позволили создать качественные резистивные источники. Фирма Keitley (США) выпускает источник модели 261, резисторы которого имеют сопротивления от  $10^5$  до  $10^{12}$  Ом. Погрешность задания тока в зависимости от диапазона составляет от 0,25 до 1,5% (нестабильность за 3 мес. — 0,15%, температурный коэффициент —

0,01%/К на диапазонах  $10^{-7}$ — $10^{-5}$  А и 0,1%/К при меньших токах. Вну-

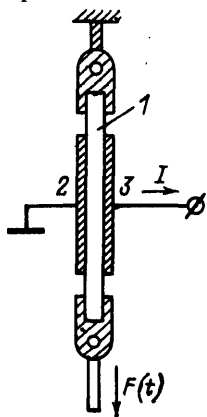


Рис. 3-24. Пьезоэлектрический источник тока.

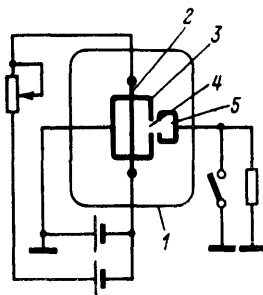


Рис. 3-23. Термоэлектронный источник тока.

тренное сопротивление резистивного источника можно повысить с помощью ЭМУ (см. гл. 14).

## и) Емкостные делители тока

Многие из рассмотренных источников тока проще всего выполнить на одно значение тока на выходе. Изменять значение тока на выходе источника можно с помощью емкостных делителей (рис. 3-25). На выходе ИИТ включены конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$ , причем  $C_1 \gg C_2$ . Из соотношения  $It = UC$ , учитывая равенство напряжений на  $C_1$  и  $C_2$ , получаем  $I_1/I_2 = C_1/C_2$  и можно иметь  $I_2 \ll I_1$ .

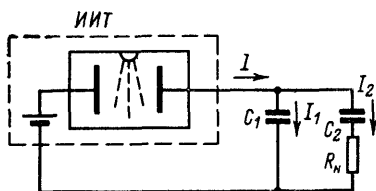


Рис. 3-25. Емкостной делитель тока.

Изменяя  $C_1/C_2$ , можно

менять  $I_2$ . Установившееся значение тока в нагрузке достигается по экспоненте с постоянной времени  $R_n C_2$ .

Если источник тока резистивный, то  $I_1$ , а следовательно, и  $I_2$  будут убывать от начального значения, равного  $E/R$ , до нуля с постоянной времени  $\tau = R(C_1 + C_2)$ , т. е. время пользования  $t_{\text{макс}}$  таким источником должно удовлетворять условию  $t_{\text{макс}} \ll \tau$ , иначе возникнет дополнительная погрешность.

## Глава четвертая

### ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

#### 4-1. ВХОДНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

##### а) Общие сведения

Как показано в § 1-1, обязательным элементом всех видов электрометрической аппаратуры является электрометрический измеритель напряжений, имеющий очень большое входное сопротивление и малый уровень собственных помех. На первых этапах развития измерителей такого рода эта задача решалась с помощью электростатических электрометров. За последние 20—30 лет разработаны различного рода ЭМУ, которые обеспечивают усиление измеряемых напряжений и тем самым

позволяют использовать принципы отрицательной обратной связи (ООС), чем реализуется ряд положительных свойств.

Наиболее важным элементом ЭМУ является его входной преобразователь напряжения, назначением которого является создание на выходе сигнала, пропорционального измеряемому напряжению и имеющего достаточный уровень и мощность для дальнейшего усиления. Во входном преобразователе ЭМУ обязательно имеет место усиление сигнала (напряжения) по мощности, а в некоторых видах преобразователей и по амплитуде.

Так как при измерениях в электрометрическом диапазоне с предельно высокой чувствительностью требуется иметь входное сопротивление преобразователя, стремящееся к бесконечности, то под идеальным электрометрическим преобразователем следует понимать такой [Л. 4-3], который в установленном режиме (при постоянном входном напряжении) в принципе не потребляет энергии от контролируемого источника. Потребление энергии имеет место только в переходном режиме, при изменении измеряемого напряжения, когда заряжается входная емкость. Реальные преобразователи напряжения, конечно, не имеют бесконечно большого входного сопротивления вследствие утечек по изоляции. Потребление энергии от контролируемого объекта, однако, не является необходимым условием работы преобразователя, и можно снижать его, не нарушая самого принципа преобразования.

Другим важным требованием, которому должен удовлетворять входной преобразователь напряжения для ЭМУ, является малый уровень собственных помех по напряжению и по току. Качество реальных преобразователей можно оценивать по степени приближения их характеристик, в том числе шумовых, к характеристикам идеальной модели.

## **6) Принципы построения**

Попытаемся выяснить, какими путями в принципе могут быть реализованы входные электрометрические преобразователи напряжения с очень большим входным сопротивлением и малым уровнем помех [Л. 4-3].

Исходя из рода выходной величины преобразователя можем различать преобразователи с электрическим

выходным сигналом и неэлектрическим. Остановимся сначала на вторых. Электрометрические преобразователи напряжения в механическую величину, а именно в перемещение или угол поворота, существуют: во-первых, это электростатические электрометры, в которых используется закон Кулона; во-вторых, пьезоэлектрические биморфные преобразователи, в которых используется обратный пьезоэффект [Л. 4-1, 4-2]. Последние пока не обладают необходимой для электрометрии чувствительностью. Выходной может быть также оптическая величина, а именно плоскость поляризации в преобразователях на электрооптическом эффекте. Они, однако, тоже не обеспечивают высокой чувствительности. Электрометрические преобразователи с другими неэлектрическими выходными величинами (магнитными, тепловыми, акустическими и др.) не могут быть созданы, так как не существует эффектов, связывающих эти величины с напряженностью постоянного электрического поля. Таким образом, преобразователи с неэлектрическим выходом дают только одно решение, которое может иметь практическое значение, — это электростатический электрометр.

Обратимся к преобразователям с электрическим выходом. Поскольку в установленном режиме электрометрический преобразователь не должен потреблять мощность от источника сигнала, а на выходе его мощность должна быть значительной, то любой преобразователь этого типа должен иметь вспомогательный источник энергии, от которого передается мощность на выход. Таким образом, входным электрометрическим преобразователем напряжения может быть только преобразователь усилительного типа.

Выходной сигнал входного усилительного преобразователя должен быть прямо пропорционален входному напряжению, а мощность выходного сигнала должна отбираться от вспомогательного источника. Покажем более конкретно, как осуществляется передача энергии от вспомогательного источника на выход преобразователя. Будем считать (это соответствует действительности), что выходным сигналом электрометрического преобразователя является напряжение (входным — тоже напряжение). Это ограничивает способы передачи энергии от вспомогательного источника на выход следующими вариантами:

1) вспомогательный источник энергии имеет выходной величиной ток  $I_{всп}$ , а напряжение  $U_x$  управляет каким-либо параметром электрической цепи  $Z(U_x)$ . Тогда

$$U_{вых} = I_{всп} Z(U_x);$$

2) вспомогательный источник энергии  $X_{всп}$  имеет выходной величиной изменение какого-либо параметра электрической цепи  $\frac{\Delta Z}{Z}(X_{всп})$ , чем меняется коэффициент передачи от входа к выходу. Тогда

$$U_{вых} = U_x \frac{\Delta Z}{Z}(X_{всп}).$$

Рассмотрим сначала первый вариант. В принципе, параметрами электрической цепи, которые могут управляться напряжением  $U_x$ , могут быть сопротивление, емкость и индуктивность. Поскольку не существуют физические эффекты, которые позволяли бы управлять индуктивностью с помощью электрического поля, то для практического использования пригодны только сопротивление и емкость.

В качестве управляемых электрическим полем сопротивлений используются электрометрические лампы и полевые МОП-транзисторы. Собственные помехи в них также могут быть малы. Вне зависимости от типа управляемого сопротивления  $I_{всп}$  может быть и постоянным и переменным, соответственно получим постоянное или переменное выходное напряжение преобразователя. В обоих случаях оно пропорционально  $U_x$  и  $I_{всп}$ . Системы с переменным вспомогательным сигналом распространены сравнительно мало, так как имеют повышенный уровень собственных помех из-за емкостной связи между цепями  $U_x$  и  $I_{всп}$  и нелинейности характеристик, приводящей к эффектам выпрямления.

Известны три вида управляемых электрическим полем емкостей: варикапы с полупроводниковым переходом, МОП-диоды и сегнетоэлектрики. Варикапы не обеспечивают требуемого входного сопротивления и имеют ограниченное применение в электрометрии. Более перспективны МОП-диоды и сегнетоэлектрики, однако преобразователи на этих элементах пока еще не вышли из стадии экспериментальных исследований. При использовании управляемых емкостей ток  $I_{всп}$  может быть только переменным, а следовательно, и выходное напря-



жение обязательно переменное. Необходимым условием правильности работы таких устройств является  $I_{всп} Z_C \ll \ll U_x$ , иначе вспомогательный сигнал будет оказывать свое влияние на  $Z_C$ , что исказит работу преобразователя.

В рассмотренных преобразователях напряжение  $U_x$  непосредственно управляет параметром цепи: сопротивлением или емкостью. Возможно также управление с промежуточным преобразователем. Например,  $U_x$  можно сначала преобразовать с помощью электростатической системы в перемещение, а затем последнее в параметр цепи: сопротивление, емкость, индуктивность, взаимную индуктивность. Такой принцип используется в электростатических усилителях.

Перейдем ко второму варианту передачи энергии от вспомогательного источника на выход преобразователя, при котором реализуется уравнение

$$U_{вых} = U_x \frac{\Delta Z}{Z} (X_{всп}).$$

Усилители на этом принципе принято называть параметрическими. Их особенностью является наличие реактивного элемента (емкости или индуктивности), периодически изменяющего во времени свой основной параметр. Этот элемент включается между входом и выходом преобразователя. Мощность на выход поступает от вспомогательного источника энергии. В электрометрии могут применяться преобразователи с периодически изменяющейся емкостью, их входное сопротивление может быть близким к бесконечности. Энергетические соотношения для преобразователей с реактивным управляемым элементом получены Мэнли и Роу [Л. 10-8]. Если частота преобразования  $f_1$  значительно превосходит частоту сигнала  $f_2$ , мощность, передаваемая источником низкой частоты  $f_2$  компонентам выходного сигнала, не превосходит  $P_M f_2 / (f_1 + f_2)$ , где  $P_M$  — мощность модулированных колебаний. При  $f_2 = 0$  (преобразуется сигнал постоянного тока) от источника сигнала мощности не отбирается. На выход преобразователя мощность поступает от источника электрической или механической энергии, периодически изменяющего реактивность элемента.

Заметим, что название «параметрический» не очень четко оттеняет особенности таких преобразователей, так

как и в преобразователях первого типа имеет место изменение какого-либо параметра цепи ( $R$  или  $C$ ). Разница состоит лишь в том, что в одном случае параметр цепи периодически изменяется во времени, а в другом — под влиянием сигнала. Однако ввиду широкой распространенности термина «параметрический» будем им пользоваться в общепринятом смысле.

В электрометрии в параметрических преобразователях используются управляемые емкости электромеханического типа (динамические конденсаторы) и на сегнетоэлектриках. Могут они выполняться и на МОП-диодах, однако в этом случае цепи управления и преобразования не разделены, поэтому приемлемые решения получаются лишь в том случае, если выходной сигнал имеет частоту, вдвое большую частоты сигнала возбуждения (преобразователи с выходом на второй гармонике).

Параметрические преобразователи всегда имеют на выходе сигнал переменного тока; если в них не используется резонансный контур, то они не позволяют, в отличие от непараметрических, получить усиление сигнала по уровню, а только по мощности.

Рассмотренные принципы исчерпывают имеющиеся возможности построения входных электрометрических преобразователей напряжения. В гл. 5-10 основные из них будут рассмотрены подробно.

## **в) Классификация**

В зависимости от классификационного признака можно предложить различные классификации входных электрометрических преобразователей напряжения. В проведенном рассмотрении мы разделяли их, как это обычно делается, по типу входного элемента. Такое подразделение позволяет судить об основных особенностях различных преобразователей, поскольку эти особенности в значительной мере определяются принципом действия входного элемента. Мы также разделяли преобразователи на параметрические и непараметрические; классификационным признаком при этом является способ преобразования входного напряжения в выходной сигнал. Такое подразделение несет полезную информацию, так как непараметрические преобразователи в принципе позволяют получить усиление сигнала по уровню, а пара-

метрические — только за счет введения резонансного контура.

Беря за основу конструктивное исполнение входных электрометрических преобразователей напряжения, можно разделить их на электромеханические и электронные. К первым относятся электростатический пре-

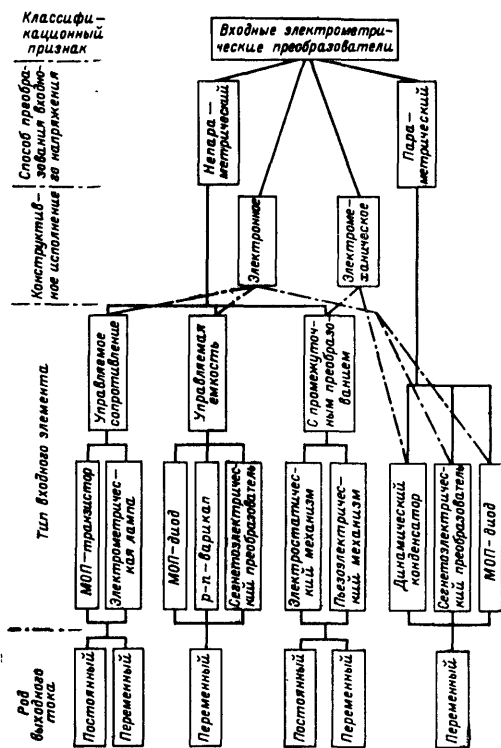


Рис. 4-1. Классификация входных электрометрических преобразователей.

образователь и динамический конденсатор, ко вторым — все остальные. На современном этапе развития техники электромеханические преобразователи, особенно динамический конденсатор, позволяют получать более удовлетворительную совокупность электрометрических характеристик, чем электронные. Это обусловлено тем, что на материалы и конструкцию изоляторов, а также технологию изготовления основных узлов не накладывается

в отличие от электронных преобразователей каких-либо нежелательных ограничений. В результате удается обеспечить максимально возможное входное сопротивление, а также избавиться от некоторых источников шумов; в частности, в электромеханических преобразователях отсутствуют фликкер-шумы, которые в электронных преобразователях являются одним из основных источников собственных помех.

Наконец, принимая за классификационный признак род тока на выходе входного преобразователя, можно разделять их на преобразователи с выходом по постоянному и переменному току. Последние предпочтительнее тем, что в них облегчаются требования к дальнейшим каскадам усиления. Однако в целом такие системы получаются более громоздкими.

Полученная классификация входных электрометрических преобразователей приведена на рис. 4-1.

#### **г) Неэлектрометрические высокочувствительные преобразователи**

Все электрометрические преобразователи имеют входным сигналом напряжение. Преобразователи, имеющие входным сигналом ток, не позволяют получать предельной чувствительности по току, однако иногда они используются в электрометрии. Примером могут служить вибропреобразователи, представляющие собой управляемое активное сопротивление [Л. 10—13], включенное в цепь контролируемого сигнала. При разомкнутых контактах преобразователя сопротивление равно бесконечности, при замкнутых — нулю. Такой преобразователь может работать только потребляя энергию от источника сигнала.

По принципу действия к вибропреобразователям близки фоторезистивные модуляторы, которые управляются пучком света. В этом случае управляемое сопротивление не равно бесконечности в «разомкнутом» состоянии и нулю в «замкнутом», т. е. коэффициент модуляции управляемого сопротивления у них меньше, чем у вибропреобразователей. Некоторое использование в электрометрии получили также усилители на биполярных транзисторах, входным сигналом которых также является ток и которые иногда обеспечивают сравнительно высокую чувствительность по току.

### **4-2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЯХ**

#### **а) Принципы построения**

Усилитель постоянного тока с входным электрометрическим преобразователем напряжения, имеющий большое усиление сигнала по уровню и позволяющий использовать ООС, называют электрометрическим уси-

лителем (ЭМУ). Входным сигналом ЭМУ является напряжение постоянного тока, выходным — также напряжение.

Как и обычные усилители, ЭМУ могут выполняться с несимметричным входом, когда один из входных зажимов является высокоомным, а другой соединен с общей точкой ЭМУ, и с симметричным, когда имеется два высокоомных входных зажима и один общий. В ЭМУ с симметричным входом используется два одинаковых входных преобразователя напряжения. Такие ЭМУ менее подвержены влиянию внешних помех и более приспособлены для построения разнообразных схем, в частности дифференциальных измерителей, чем ЭМУ с несимметричным входом, однако из-за большей сложности имеют пока ограниченное применение. Поэтому в дальнейшем мы ограничимся в основном рассмотрением ЭМУ с несимметричным входом.

## б) Виды ООС

Электрометрические усилители охватываются обычно ООС по напряжению [Л. 4-5]: последовательной или параллельной (рис. 4-2); ООС по току в электрометрической аппаратуре применения не получила.

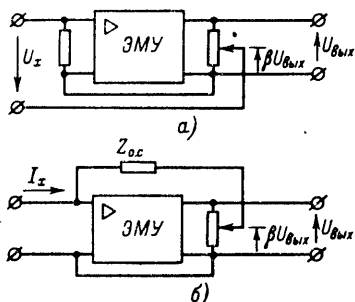


Рис. 4-2. Виды ООС в ЭМУ.

а — последовательная по напряжению;  
 б — параллельная по напряжению.

При последовательной ООС часть выходного напряжения  $\beta U_{вых}$  вычитается из входного  $U_x$  (включается последовательно), к входу ЭМУ приложена незначительная часть  $U_x$ . При параллельной ООС часть выходного напряжения  $\beta U_{вых}$  прикладывается к элементу обратной связи  $Z_{oc}$ , представленному одним из видов пассивных электрометрических преобразователей. Возникающий при этом ток, примерно равный  $\beta U_{вых}/Z_{oc}$ , подается на вход ЭМУ параллельно входному току  $I_x$  и во входной цепи ЭМУ протекает разность этих токов. Электрометрические усилители с ООС и несимметричным входом имеют один общий зажим между входом и выходом, один высокоомный входной и один низкоомный

выходной. В обоих случаях один зажим источника сигнала соединяется с высокоомным входом ЭМУ, а второй — либо с общей точкой ЭМУ (при параллельной ООС), либо с выходным зажимом ЭМУ (при последовательной). Это позволяет переходить от одного вида ООС к другому с помощью переключателя в низкоомных цепях приборов.

### в) Типовые схемы использования ЭМУ

На рис. 4-3 приведены типовые схемы электрометрических измерителей напряжений, токов, зарядов и сопротивлений, для простоты ООС показана 100%-ной. Для измерения напряжений применяются ЭМУ с последовательной ООС (рис. 4-3,а). Для измерения токов

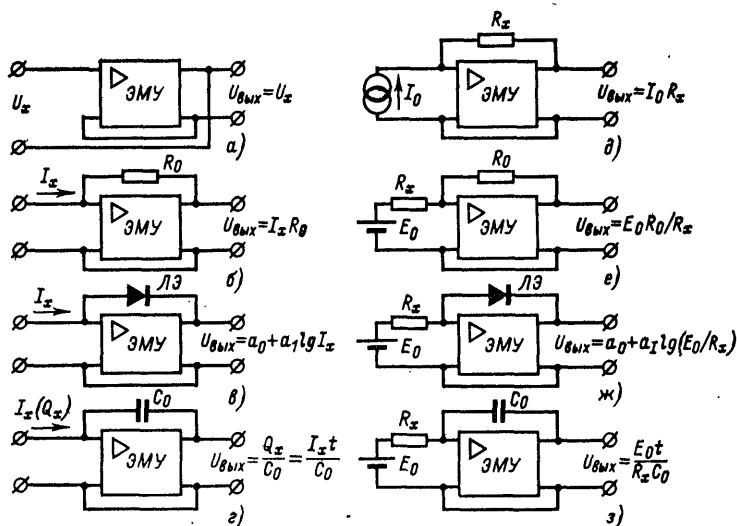


Рис. 4-3. Типовые схемы электрометрических измерителей с ООС.

в цепь параллельной ООС ЭМУ включается преобразователь тока в напряжение: высокоомный резистор  $R_0$  (рис. 4-3,б), логарифмирующий элемент (рис. 4-3,в) или конденсатор (рис. 4-3,г), последняя схема применяется и для измерения зарядов. При измерении сопротивлений источником тока служит измеряемое сопротивление  $R_x$ , питаемое от источника известного напряжения  $U_0$  (рис. 4-3,е—з). Возможно использование калиброванного источника тока  $I_0$  и измерителя напряжения на  $R_x$

с помощью ЭМУ (рис. 4-3, д). Применяются также мостовые схемы. Более детальное рассмотрение различных вариантов схем электрометрической аппаратуры будет дано в дальнейшем.

### г) Основные свойства ЭМУ с последовательной ООС

Эквивалентная схема такого ЭМУ приведена на рис. 4-4, где  $Z_2$  — сопротивление источника сигнала;  $Z_1$  и  $R_{\text{ВЫХ}}$  — входное и выходное сопротивления ЭМУ;  $k$  — коэффициент усиления ЭМУ;  $\beta$  — коэффициент передачи звена ООС;  $R_{\text{Н}}$  — сопротивление нагрузки. Обычно

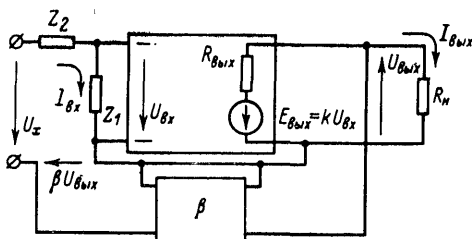


Рис. 4-4. Эквивалентная схема ЭМУ с последовательной ООС.

в ЭМУ используют или 100%-ную ООС ( $\beta=1$ ), или резистивный делитель ( $\beta<1$ ). В общем случае величины  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $k$  и  $\beta$  — комплексные. С учетом указанных на рис. 4-4 полярностей напряжений и токов получим уравнения

$$U_x - \beta U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВХ}} (Z_1 + Z_2);$$

$$\frac{k I_{\text{ВХ}} Z_1 R_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}} + R_{\text{ВЫХ}}} = U_{\text{ВЫХ}},$$

откуда

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{k Z_1} \frac{R_{\text{Н}} + R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{Н}}}; \quad (4-1)$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{k U_x}{k \beta + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \frac{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}}}}. \quad (4-2)$$

На холостом ходу, т. е. при  $R_{\text{Н}} \rightarrow \infty$ , получаем:

$$U_{\text{ВЫХ}}^{\text{х.х}} = \frac{k U_x}{1 + k \beta + Z_2/Z_1}. \quad (4-3)$$

Входное сопротивление найдем из уравнений (4-1) и (4-3) как

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_x - I_{\text{вх}}Z_2}{I_{\text{вх}}} = (1 + k\beta) Z_1,$$

т. е. последовательная ООС повышает входной импеданс в  $(1 + k\beta)$  раз, увеличивая входное сопротивление и уменьшая входную емкость. Увеличением входного сопротивления мощность, потребляемую от контролируемого источника, можно довести до очень малых значений, однако порог чувствительности ЭМУ определяется уровнем его помех и применением ООС не может быть повышен.

Коэффициент передачи ЭМУ с последовательной ООС зависит (4-3) от параметров  $k$  и  $\beta$  и соотношения сопротивлений  $Z_2$  и  $Z_1$ ; при  $Z_2 \rightarrow \infty$  ООС, замыкающаяся через источник сигнала, разрывается. Обычно  $Z_2/Z_1 \leq k\beta$ , и влиянием этого члена пренебрегают. Тогда

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_x k}{1 + k\beta}, \quad (4-4)$$

т. е. ООС уменьшает коэффициент передачи усилителя в  $1 + k\beta$  раз и уменьшает влияние на него неустойчивости коэффициента усиления ЭМУ. При  $k\beta \gg 1$  выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = U_x/\beta$  и коэффициент передачи не зависит от коэффициента усиления ЭМУ, а определяется только цепью ООС. В частном случае  $\beta = 1$ , при  $k\beta \gg 1$  имеем  $U_{\text{вых}} = U_x$ .

Выходное сопротивление ЭМУ при наличии ООС равно отношению напряжения холостого хода  $U_{\text{вых}}^{\text{х.х}}$ , которое задается уравнением (4-3), к току короткого замыкания на выходе ЭМУ, который находится как

$$I_{\text{вых}}^{\text{к.з}} = \frac{E_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}}} = \frac{kU_x}{R_{\text{вых}}} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2},$$

откуда

$$R'_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}^{\text{х.х}}}{I_{\text{вых}}^{\text{к.з}}} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 + \frac{k\beta Z_1}{Z_1 + Z_2}}, \quad (4-5)$$

т. е. введение ООС уменьшает выходное сопротивление ЭМУ. Так как обычно  $k\beta Z_1/(Z_1 + Z_2) \gg 1$ , то выходное сопротивление мало и его влиянием пренебрегают, пользуясь для выходного напряжения уравнением (4-3).



## д) Основные свойства ЭМУ с параллельной ООС

Эквивалентная схема такого ЭМУ приведена на рис. 4-5, где  $Z_2$  — полное сопротивление пассивного электротометрического преобразователя (резистивного или

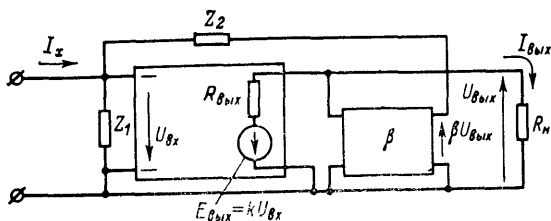


Рис. 4-5. Эквивалентная схема ЭМУ с параллельной ООС.

емкостного) в цепи ООС, остальные обозначения те же, что в предыдущем случае. Выражение для выходного напряжения

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{k I_x Z_2}{k^3 + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \frac{R_{\text{ВЫХ}} + R_H}{R_H}} \quad (4-6)$$

полностью совпадает с уравнением (4-2) для ЭМУ с последовательной ООС за исключением того, что вместо  $U_x$  необходимо подставлять  $I_x Z_2$ . Основные выводы для последовательной ООС справедливы и здесь. Выходное сопротивление выражается уравнением (4-5), и его влиянием можно пренебречь. Тогда выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{k I_x Z_2}{1 + k^3 + \frac{Z_2}{Z_1}}, \quad (4-7)$$

т. е. коэффициент передачи  $U_{\text{ВЫХ}}/I_x$  определяется полным сопротивлением  $Z_2$ , параметрами  $k$  и  $\beta$  и отношением  $Z_2/Z_1$ . При  $Z_1 \rightarrow 0$  ООС разрывается. В правильно выполненных практических устройствах  $Z_2 \ll Z_1$  и влиянием  $Z_2/Z_1$  можно пренебречь. Тогда

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{k I_x Z_2}{1 + k^3}. \quad (4-8)$$

Входное сопротивление ЭМУ с параллельной ООС найдем с учетом (4-7) как

$$Z_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_x} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{k I_x} = \frac{Z_2}{1 + k^3 + \frac{Z_2}{Z_1}} \approx \frac{Z_2}{1 + k^3},$$

. е. полное входное сопротивление уменьшается: входное сопротивление уменьшается, входная емкость увеличивается. Уменьшение потребляемой мощности при введении параллельной ООС не увеличивает порога чувствительности, который определяется уровнем помех ЭМУ. Заметим, что нередко для ЭМУ с параллельной ООС входное сопротивление указывается равным сопротивлению в цепи ООС. Это неверно.

### б) Собственные помехи. Схема замещения

Входной электрометрический преобразователь напряжения характеризуется полным входным сопротивлением (в общем случае параллельное соединение  $R_{ВХ}$  и  $C_{ВХ}$ ) и уровнем собственных помех. Электрометрические преобразователи напряжения или ЭМУ относятся

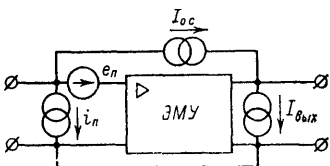


Рис. 4-6. Источники помех ЭМУ.

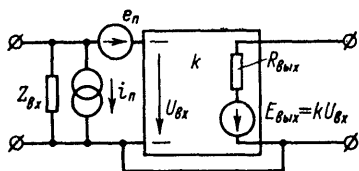


Рис. 4-7. Схема замещения ЭМУ.

к категории активных неавтономных четырехполюсников с общей точкой между входом и выходом. Их собственные помехи в общем случае необходимо характеризовать четырьмя статистически независимыми источниками шумов, например источниками напряжения  $e_n$  и тока  $i_n$  на входе, источником тока в цепи обратной связи  $i_{о.с}$  и источником тока на выходе  $i_{в.ых}$  (рис. 4-6). Так как выходное сопротивление ЭМУ мало, то влиянием источника  $i_{в.ых}$  и падением напряжения  $i_{о.с}R_{в.ых}$  можно пренебречь. Тогда источник  $i_{о.с}$  можно рассматривать подключенным параллельно  $i_n$  и объединить их в один. Таким образом, реальные ЭМУ достаточно характеризовать источниками помех  $e_n$  и  $i_n$  (рис. 4-7). Параметры схемы замещения ЭМУ  $Z_{ВХ}$ ,  $e_n$ ,  $i_n$ ,  $k$  в общем случае являются комплексными.

Полный уровень собственных помех ЭМУ по напряжению, приведенный ко входу, больше помех входного преобразователя за счет помех последующих каскадов. Помехи ЭМУ по току определяются только его входным

преобразователем. При неудачном монтаже по общему проводу между входом и выходом ЭМУ протекают токи, создающие падение напряжения на нем. В принципе этот источник собственных помех может быть устранен и обычно не рассматривается, но в практических устройствах является источником неприятностей. Собственные помехи по напряжению и по току разделяют на три составляющие:

высокочастотные флуктуации, вызванные тепловыми, дробовыми и другими шумами электрометрического преобразователя и последующих каскадов;

медленные изменения за счет старения элементов, изменений температур и т. д., называемые дрейфом нуля; постоянные смещения нуля.

Периодическую составляющую дрейфа можно рассматривать как очень низкочастотные шумы.

### ж) Проявление помех ЭМУ при наличии ООС

При отсутствии полезного сигнала (закороченные зажимы  $U_x$  на рис. 4-4 и разомкнутые зажимы  $I_x$  на рис. 4-5) схемы ЭМУ с последовательной и параллельной ООС совпадают. Разница состоит лишь в сопротивлениях  $Z_1$  и  $Z_2$ , значения и характер которых (резистивный, емкостной) в зависимости от схемы использования

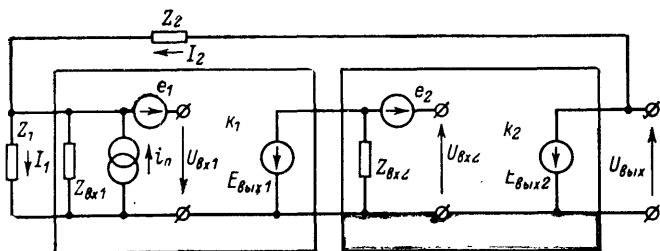


Рис. 4-8. К расчету помех обобщенной схемы электрометрического измерителя.

могут быть различными (см. рис. 4-3). Проявление помех ЭМУ может быть рассмотрено в общем виде для обоих видов ООС (рис. 4-8). При этом принято, что входной электрометрический преобразователь имеет коэффициент передачи по напряжению  $k_1 = E_{\text{вых1}}/U_{\text{вх1}}$  и собственные помехи  $e_1$  и  $i_n$ , а вторичный усилитель охарактеризован помехами по напряжению  $e_2$  (помехи по

току не рассматриваются, так как цепи низкоомны) и коэффициентом передачи  $k_2 = E_{\text{вых}2}/U_{\text{вх}2}$ . В общем случае параметры схемы замещения  $Z$  и  $k$  являются комплексными величинами. Сопротивления  $Z_1$  и  $Z_{\text{вх}}$  включены параллельно и для упрощения можно рассматривать только  $Z_1$ . Решая систему исходных уравнений, описывающих рассматриваемую схему, получаем:

$$U_{\text{вых}} = \frac{k_1 k_2 e_1 + k_2 e_2 + \frac{k_1 k_2 i_{\text{п}} Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}}{1 + \frac{k_1 k_2 Z_1}{Z_1 + Z_2}}$$

Можем обозначить:

$$k_1 k_2 e_1 + k_2 e_2 = k_1 k_2 (e_1 + e_2/k_1) = k e_{\text{п}},$$

где  $k = k_1 k_2$  — результирующий коэффициент усиления по напряжению;  $e_{\text{п}} = e_1 + e_2/k_1$  — приведенный ко входу уровень помех по напряжению. Из этого следует, что собственные помехи второго (вывод справедлив и при большем количестве каскадов) каскада усиления, приведенные ко входу ЭМУ через комплексный коэффициент передачи первого каскада, проявляются как помехи, возникающие во входной цепи.

Напряжение на выходе ЭМУ, вызванное собственными помехами,

$$U_{\text{вых}} = k \frac{e_{\text{п}} + \frac{i_{\text{п}} Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}}{1 + \frac{k Z_1}{Z_1 + Z_2}}. \quad (4-9)$$

В большинстве случаев  $Z_1 \geq Z_2$ , тогда  $k Z_1 / (Z_1 + Z_2) \gg 1$  и

$$U_{\text{вых}} \approx e_{\text{п}} \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) + i_{\text{п}} Z_2. \quad (4-10)$$

Следовательно, для обеспечения низкого уровня помех ЭМУ с ООС мало иметь незначительные собственные помехи ЭМУ по напряжению  $e_{\text{п}}$ , важно еще обеспечить большое входное сопротивление ЭМУ  $Z_1$ . В широкополосной электрометрической аппаратуре емкостная составляющая  $Z_1$  может резко повышать высокочастотные шумы ЭМУ. Составляющая помех, обусловленная паразитным током ЭМУ, определяется сопротивлением  $Z_2$ .

### з) Установка нуля

Смещение нуля по напряжению и току можно компенсировать. Повторяя эту операцию периодически, можно уменьшить влияние и дрейфовых составляющих собственных помех. Для этого в приборах всегда предусматриваются устройства для установки нуля по напряжению, а иногда и по току. Собственные помехи ЭМУ по напряжению и по току проявляются по-разному, наиболее правильно применять раздельную установку нуля по напряжению и току. Устанавливать нуль по напряжению следует при  $Z_2=0$ , когда источник паразитного тока замкнут накоротко. После этого можно выполнять установку нуля по току при  $Z_2 \neq 0$ . Регулировка смещения нуля по напряжению осуществляется во входном преобразователе или последующих каскадах. Применяемые способы зависят от конкретной схемы ЭМУ. При установке нуля по току паразитный ток ЭМУ компенсируется; для этого через высокоомный резистор на вход подается ток от источника регулируемого по уровню и знаку напряжения.

### и) Эквипотенциальная защита

Вне зависимости от вида ООС напряжение между входным и выходным выводами, не связанными с общей точкой ЭМУ, может быть значительным. При последовательной ООС к ним приложено напряжение источника сигнала и сопротивление изоляции между выводами

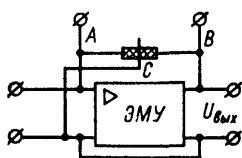


Рис. 4-9. Эквипотенциальная защита в ЭМУ.

включено параллельно входному сопротивлению ЭМУ. При параллельной ООС к ним приложено напряжение в цепи ООС и сопротивление изоляции шунтирует элемент ООС. Эти нежелательные влияния исключают с помощью эквипотенциальной защиты (рис. 4-9). Сопротивление изоляции между точками *A* и *B* разделяют металлическим экраном и

соединяют экран (точку *C*) с общей точкой ЭМУ. Участок изоляции *AC* включен параллельно входу ЭМУ и не оказывает существенного влияния на его работу, так как находится под напряжением, близким к нулю, а участок *BC* включен параллельно выходу ЭМУ.

При последовательной ООС таким путём можно исключить влияние сопротивления контакта ключа, замыкающего вход ЭМУ, или кабеля, соединяющего измеряемый объект с ЭМУ. При параллельной ООС эквипотенциальная защита устраняет влияние сопротивления изоляции контакта ключа, замыкающего цепь ООС, или сопротивление изоляции пассивного электрометрического преобразователя. Защищаемый участок (кабель, воздушный конденсатор, контакт и т. п.) должен быть выполнен трехзажимным. Часто достаточно применять защиту только от поверхностных утечек с помощью охрannого металлического кольца на поверхности изолятора.

#### **к) Свойства ЭМУ с преобразованием и без преобразования**

В зависимости от принципа работы входного электрометрического преобразователя напряжения дальнейшего усиления в ЭМУ производится на постоянном или переменном токе. Первый случай типичен для преобразователей на электрометрических лампах и полевых транзисторах, второй — для преобразователей на динамических конденсаторах, варикапах и сегнетоэлектриках. Электрометрические усилители с преобразованием сигнала постоянного тока в сигнал переменного тока по основным особенностям и используемым функциональным блокам сильно отличаются от ЭМУ, в которых преобразование не используется.

Главным достоинством ЭМУ без преобразования является их простота. Для получения требуемого усиления сигнала по уровню и мощности достаточно нескольких усилительных каскадов. Частотный диапазон составляет до десятков — сотен килогерц. Основным недостатком ЭМУ без преобразования является большой дрейф нуля за счет температурных воздействий, колебаний питающих напряжений, старения элементов и т. п. Попытки уменьшить его обычно приводят к потере простоты схемных решений ЭМУ в целом.

Электрометрические усилители с преобразованием получаются чаще всего более сложными, чем ЭМУ без преобразования. Используемые в них входные электрометрические преобразователи имеют обычно коэффициент преобразования по амплитуде сигнала, меньший единицы, поэтому в последующих усилительных каска-

дах требуется большое усиление. После усилителя переменного тока необходимы синхронный выпрямитель и сглаживающий фильтр, что тоже усложняет схему. При низкой частоте преобразования такие ЭМУ имеют узкую полосу пропускания. В них сложнее обеспечивать устойчивость к самовозбуждению. Все эти недостатки окупаются обычно малым дрейфом нуля ЭМУ с преобразованием. Усиление ведется на переменном токе, и изменения режимов усилительных каскадов под влиянием температур, старения элементов и т. п. не приводят к дрейфу нуля, который почти целиком определяется входным электрометрическим преобразователем.

### л) Совместное применение ЭМУ без преобразования и с преобразованием

Одновременным использованием обоих видов ЭМУ можно совместить широкую полосу пропускания одного

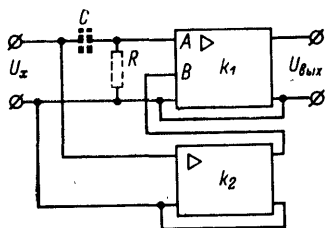


Рис. 4-10. Принципиальная схема ЭМУ с непрерывной последовательно-параллельной коррекцией.

с малым дрейфом другого [Л. 4-16]. Для этого широкополосный ЭМУ с симметричным входом и коэффициентом усиления  $k_1$  и малодрейфующий ЭМУ с коэффициентом усиления  $k_2$  подключаются параллельно к источнику сигнала, а выход малодрейфующего ЭМУ соединяется со вторым входом широкополосного ЭМУ (рис. 4-10). Если дрейф нуля ЭМУ

равен соответственно  $e_1$  и  $e_2$ , то выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = [(U_x + e_1) + (U_x + e_2)k_2]k_1 = [U_x(1 + k_2) + (e_1 + k_2e_2)]k_1,$$

т. е. с учетом того, что  $k_2 \gg 1$ , отношение помех к полезному сигналу

$$\frac{e_1 + k_2e_2}{U_x(1 + k_2)} \approx \frac{e_1}{k_2U_x} + \frac{e_2}{U_x}.$$

Влияние дрейфа  $e_1$  широкополосного ЭМУ уменьшается в  $k_2$  раз, и проявляется только дрейф  $e_2$  малодрейфующего ЭМУ. Полоса пропускания определяется широкополосным ЭМУ и может быть большой. Для того

чтобы устранить влияние паразитного тока широкополосного ЭМУ, который в данной схеме проходит через сопротивление источника сигнала, на входе широкополосного ЭМУ включаются блокировочная емкость  $C$  и резистор утечки  $R$ . Паразитный ток, замыкаясь на сопротивление  $R$ , проявляется как дрейф нуля по напряжению широкополосного ЭМУ и корректируется малодрейфующим усилителем. В этом случае сигналы переменного тока попадают прямо на широкополосный ЭМУ, а сигналы постоянного тока поступают только через малодрейфующий ЭМУ.

Рассмотренный способ непрерывной коррекции дрейфа нуля по способу включения ЭМУ называют последовательно-параллельным. Возможна также параллельная система, когда оба ЭМУ включаются параллельно, а их выходные сигналы суммируются усилителем постоянного тока, который одновременно является и усилителем мощности [Л. 4-5]. В электрометрии такие системы пока не используются.

### м) ЭМУ с периодической коррекцией нуля

Иногда в ЭМУ применяют [Л. 4-7—4-10] периодическую коррекцию дрейфа нуля. Реле коррекции (рис. 4-11) периодически срабатывает, и его контакты  $P_a$  и  $P_b$  переключаются из положения 1 в положение 2. В положении 2 ЭМУ с коэффициентом усиления  $k$  охватывается стопроцентной ООС, а запоминающий конденсатор  $C$  подключается параллельно входу ЭМУ. При наличии сдвига нуля  $e_n$  конденсатор заряжается до напряжения  $e_n k / (1+k)$ . При переводе контактов в положение 1 ЭМУ подключается к источнику сигнала  $U_x$  и на его вход кроме сигнала поступает разность сдвига нуля  $e_n$  и напряжения на запоминающем конденсаторе, т. е.

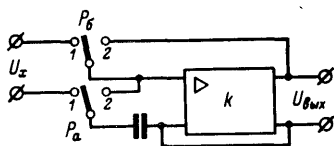


Рис. 4-11. Принципиальная схема ЭМУ с периодической коррекцией (по Принцу).

$$e_n - \frac{e_n k}{k+1} = \frac{e_n}{k+1}.$$

Сдвиг нуля уменьшается в  $(1+k)$  раз. При использовании в качестве запоминающего элемента реохорда с приводом от реверсивного двигателя [Л. 4-6, 4-13] срок хранения полученной запоминающим элементом



информации не ограничен. В целом применение периодической коррекции нуля в ЭМУ себя не оправдывает. Существенно усложняется схема, периодические коммутации на входе ЭМУ вызывают длительные переходные процессы, нарушают непрерывность измерений, увеличивают уровень помех на входе.

## н) Устойчивость ЭМУ с ООС

В уравнениях (4-2) и (4-7) для коэффициентов передачи ЭМУ с последовательной и параллельной ООС параметры  $k$ ,  $\beta$ ,  $Z_1$  и  $Z_2$  являются комплексными. На практике чаще всего звено ООС представлено резистивным делителем и  $\beta$  не зависит от частоты, а  $Z_1$  и  $Z_2$  в общем случае представлены параллельным соединением сопротивления и емкости, т. е.

$$Z_1 = \frac{R_1}{1 + pR_1C_1}; \quad Z_2 = \frac{R_2}{1 + pR_2C_2}.$$

Если сам ЭМУ можно рассматривать как инерционное звено первого порядка с постоянной времени  $T_k$ , т. е. описывать его передаточной функцией

$$k = \frac{k_0}{1 + pT_k},$$

где  $k_0$  — коэффициент усиления ЭМУ при  $\omega=0$ , то характеристическое уравнение выражений для коэффициентов передачи ЭМУ с последовательной или параллельной ООС, определяющее устойчивость системы в целом, имеет вид:

$$p^2a_2 + pa_1 + a_0 = 0$$

и система безусловно устойчива.

Если ЭМУ имеет два инерционных звена и его передаточная характеристика описывается уравнением

$$k = \frac{k_0}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)},$$

то характеристическое уравнение системы в целом имеет вид:

$$p^3a_3 + p^2a_2 + pa_1 + a_0 = 0,$$

где  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$  — зависящие от параметров системы постоянные коэффициенты. Согласно критерию Рауса — Гурвица эта система устойчива, если выполняется условие  $(a_1a_2 - a_3a_0) > 0$ . Анализ получаемого по этому кри-

терию условия устойчивости в общем виде затруднителен, так как в зависимости от используемой схемы параметры  $k$ ,  $\beta$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $T_1$ ,  $T_2$  могут принимать широкий диапазон значений. Для каждой конкретной схемы это сделать легче. В любом случае устойчивость может быть обеспечена, если коэффициент передачи внутри петли ООС ( $k_0\beta$ ) не превышает некоторого значения. Проблема устойчивости на практике сводится к получению настолько большого  $k_0\beta$ , чтобы его можно было считать удовлетворительным с точки зрения входного сопротивления ЭМУ, влияния на работу ЭМУ внешних факторов и т. п.

Передаточная функция ЭМУ может описываться и уравнением колебательного звена

$$k = \frac{k_0}{1 + p \frac{2b}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

где  $k_0$  — коэффициент усиления ЭМУ при  $\omega=0$ ;  $b$  — степень успокоения;  $\omega_0$  — угловая частота собственных колебаний. Такой случай имеет место, если в качестве ЭМУ используется сочетание электрометрической лампы с фотогальванометром [Л. 4-4].

Особенно трудно решается проблема устойчивости в ЭМУ с преобразованием постоянного тока в переменный. В таких ЭМУ количество инерционных звеньев велико. Входным напряжением электрометрического модулятора является постоянное или медленно меняющееся напряжение, выходным — переменное, изменяющееся с частотой модуляции. Переходные характеристики модулятора определяются связью между зависимостями от времени входного напряжения и огибающей выходного напряжения. Если частота модуляции значительно больше частоты преобразуемого сигнала, то сам факт модуляции не оказывает влияния на переходную характеристику системы, т. е. идеальный модулятор безынерционен. В реальных преобразователях входная постоянная времени значительна и определяет постоянную времени модулятора, который можно рассматривать как инерционное звено первого порядка.

Передаточная характеристика избирательного усилителя, дающая связь между огибающими выходного и входного модулированных сигналов, соответствует характеристике инерционного звена первого порядка

с постоянной времени  $T=2Q/\omega_0$ , где  $Q$  — добротность избирательного контура;  $\omega_0$  — резонансная частота контура. Если резонансная частота контура и частота сигнала не совпадают, то резонансный усилитель характеризуется двумя постоянными времени. Постоянная времени фазочувствительного выпрямителя определяется сглаживающим фильтром. Таким образом, ЭМУ с преобразованием постоянного тока в переменный содержит не менее трех-четырёх инерционных звеньев и характеристическое уравнение такого ЭМУ с замкнутой ООС будет соответственно четвертого или пятого порядка. Для обеспечения устойчивости в этом случае используют корректирующие цепочки и другие специальные меры.

## Глава пятая

### ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОМЕТРЫ И УСИЛИТЕЛИ

#### 5-1. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЙ В ПЕРЕМЕЩЕНИЕ

##### а) Вольтметры и электроскопы

В электростатических измерительных механизмах измеряемое напряжение преобразуется в угол поворота или линейное перемещение подвижной части. Вращающий момент создается силами электростатического взаимодействия между подвижной и неподвижной пластинами. Если емкость между пластинами равна  $C$  и к ним приложено напряжение  $U_x$ , то запасенная в механизме энергия равна  $A=CU_x^2/2$  и вращающий момент определяется как производная от энергии по углу поворота подвижной части, т. е.

$$M_{\text{вр}} = \frac{\partial A}{\partial \alpha} = \frac{U_x^2}{2} \frac{dC}{d\alpha}.$$

Этот момент уравновешивается противодействующим моментом, пропорциональным перемещению  $M_{\text{пр}}=W\alpha$ , и при  $M_{\text{вр}}=M_{\text{пр}}$  угол поворота подвижной части

$$\alpha = \frac{1}{2W} U_x^2 \frac{dC}{d\alpha}, \quad (5-1)$$

т. е. такие приборы имеют квадратичную шкалу.

Входное сопротивление электростатических вольтметров определяется утечками по изоляции. Чувствительность вольтметров ( $da/dU_x$ ) невысока, так как расстояние между электродами по конструктивным соображениям не может быть очень малым и изменение емкости  $dC/da$  невелико. Наиболее чувствительный из серийных электростатических приборов вольтметр С70 имеет предел измерения 10 В.

Аналогичные характеристики имеют электроскопы. В отличие от вольтметров они по исполнению предназначены специально для целей электрометрии. В электроскопах для повышения разрешающей способности отсчета положения подвижного электрода предусматривается микроскоп. Известно много типов электроскопов [Л. 5-16]; описание электроскопа с золотыми лепесточками можно встретить и в современных физических курсах. В настоящее время электроскопы вышли из употребления, так как неудобны в эксплуатации.

## б) Принцип действия электрометра

Для повышения чувствительности в электростатических электрометрах (ЭСЭ) предусматриваются два неподвижных электрода и один подвижный, которые находятся под разными потенциалами. Например, в квадратном ЭСЭ Долежалека (рис. 5-1) основными частями являются четыре квадранта 1—4 (неподвижные электроды) в виде раздвинутых четвертей круглой коробки и бисквит 5 (подвижный электрод), подвешенный на тонкой проводящей нити, на которой укреплено отсчетное зеркальце 6. Противоположные квадранты электрически соединены. Теория квадратных и других ЭСЭ разработана Максвеллом и другими исследователями [Л. 5-18] и вкратце сводится к следующему [Л. 5-6].

Пусть  $U_0$ ,  $U_1$ ,  $U_2$  — потенциалы подвижного и двух пар неподвижных электродов соответственно. Напряжение на емкости  $C_1$ , образованной подвижным электродом и первой парой неподвижных, равно  $U_0 - U_1$ , а на емкости  $C_2$ , образованной подвижным электродом и второй парой неподвиж-

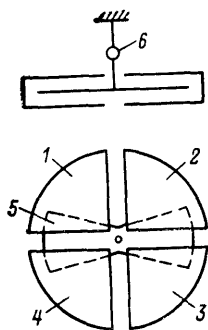


Рис. 5-1. Схематическое устройство квадратного электрометра.

ных,  $U_0 \rightarrow U_2$ . Энергия, запасенная в измерительном механизме:

$$A = \frac{C_1 (U_0 - U_1)^2}{2} + \frac{C_2 (U_0 - U_2)^2}{2}. \quad (5-2)$$

Вращающий момент определяется соотношением

$$M_{\text{вр}} = \frac{\partial A}{\partial \alpha} = \frac{(U_0 - U_1)^2}{2} \frac{dC_1}{d\alpha} + \frac{(U_0 - U_2)^2}{2} \frac{dC_2}{d\alpha}.$$

В силу симметрии конструкции  $dC_1/d\alpha = -dC_2/d\alpha$  и поэтому

$$M_{\text{вр}} = (U_2 - U_1) \left( U_0 - \frac{U_1 + U_2}{2} \right) \frac{dC}{d\alpha}.$$

Если противодействующий момент  $M_{\text{пр}} = W\alpha$ , то угол поворота подвижной части

$$\alpha = \frac{1}{2W} (U_2 - U_1) \left( U_0 - \frac{U_1 + U_2}{2} \right) \frac{dC}{d\alpha}.$$

При  $U_1 = -U_2$  и  $U_0 = U_x$  имеем:

$$\alpha = \frac{2}{W} U_1 U_x \frac{dC}{d\alpha},$$

т. е. в отличие от электростатических вольтметров и электроскопов ЭСЭ имеют линейную шкалу — угол поворота прямо пропорционален измеряемому напряжению, а его знак зависит от знака измеряемого напряжения. За счет большого вспомогательного напряжения  $U_1$  в ЭСЭ можно получить значительно большую чувствительность, чем в вольтметре [Л. 5-29].

### в) Чувствительность

Уравнение (5-2) является приближенным, при его выводе не учтен заряд, наводимый на подвижный электрод при перемещении в поле неподвижных электродов. Взаимодействие электрического поля с этим зарядом создает дополнительный вращающий момент. Общее выражение для чувствительности ЭСЭ, учитывающее это явление, имеет [Л. 5-20, 5-29] вид:

$$S = \frac{dx}{dU_x} = \frac{CE}{(W - CE^2)}, \quad (5-3)$$

где  $E$  — напряженность поля, в котором находится подвижный электрод;  $dx$  — его перемещение;  $C$  — емкость

подвижного электрода. Увеличением напряженности  $E$  в любом ЭСЭ можно получить бесконечно высокую чувствительность, когда малейшему напряжению на входе ЭСЭ соответствует отклонение подвижной части на всю шкалу. Такой режим называется критическим или «опрокидыванием». Приблизиться к нему можно лишь при малых  $W$ . В противном случае чувствительность очень сильно зависит от  $E$  и других параметров ЭСЭ и уберечься от перехода в критический режим невозможно.

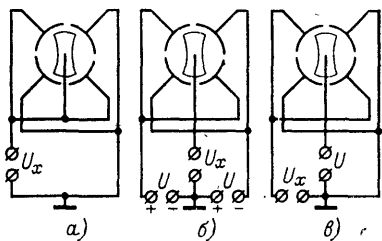


Рис. 5-2. Схемы включения электрометров.

*a* — двойное; *б* — бисквитное; *в* — квадратное.

### г) Схемы включения

Электростатический электрометр допускает различные варианты включения измеряемого и вспомогательных напряжений (рис. 5-2). При двойном включении вспомогательное напряжение не используется, ЭСЭ работает как вольтметр и чувствительность его низка. Наибольшая чувствительность обеспечивается при бисквитном включении. При квадратном включении чувствительность в 2 раза ниже, чем при бисквитном [Л. 5-1].

### д) Типы ЭСЭ

Существует большое количество различных ЭСЭ. Ограничимся кратким описанием характерных систем. Рассмотренный квадратный ЭСЭ относится к наиболее чувствительным. При вспомогательном напряжении 100 В и расстоянии от зеркальца до отсчетной шкалы 1 м постоянная по напряжению равна 200—300 мкВ/дел, а в специальных конструкциях — 50—60 мкВ/дел. Время установления показаний составляет десятки секунд. В бинантном ЭСЭ квадранты заменены изогнутой металлической коробкой, разрезанной на две части, а подвижная часть тоже состоит из двух изолированных половин (рис. 5-3). Чувствительность бинантного электрометра меньше, чем квадратного.

В струнном ЭСЭ (рис. 5-4) между ножами, на которые подается равный по величине и противоположный по знаку потенциал порядка 100 В, натянута платиновая нить толщиной 1—5 мкм. Силы электростатического взаимодействия между нитью и неподвижными электродами уравниваются силами упругости нити. Нить

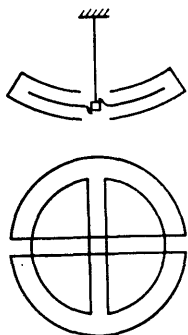


Рис. 5-3. Схематическое устройство бинарного электрометра.

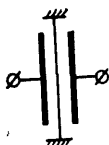


Рис. 5-4. Схематическое устройство струнного электрометра.

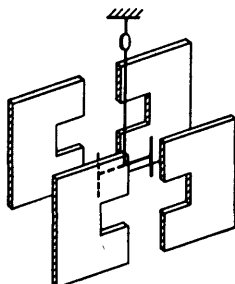


Рис. 5-5. Схематическое устройство крутильного электрометра.

наблюдается с помощью окуляра или проекционного устройства. Чувствительность, регулируемая изменением натяжения нити и расстояния между ножами, в 10—20 раз меньше, чем у квадрантных ЭСЭ. Струнные ЭСЭ имеют малую входную емкость и малое время установления показаний — сотые доли секунды. При питании ножей струнного ЭСЭ переменными напряжениями с частотой собственных колебаний струны чувствительность можно повысить в  $Q$  раз, где  $Q$  — добротность нити [Л. 5-11].

В крутильном ЭСЭ (рис. 5-5) между четырьмя ножами, попарно соединенными крест-накрест, на проводящей нити подвешено коромысло. Чувствительность крутильных ЭСЭ невысока, но зато мала емкость. В нашей стране распространены крутильные электрометры СГ-1М и СГ-2М [Л. 17-2]. Постоянная СГ-1М составляет 20 мВ/дел, емкость 2,5 пФ. В электрометре СГ-2М, в отличие от рис. 5-5, имеется всего два ножа, его постоянная равна 0,8—1 В/дел, емкость тоже 2,5 пФ.

## е) Электростатические усилители

Электростатические электрометры обладают рядом недостатков. Некоторые из них можно устранить, применяя преобразование угла поворота в электрический сигнал и охватывая всю систему ООС. Первые приборы такого рода [Л. 5-19, 5-32] представляли собой сочетание обычного ЭСЭ с преобразователем угла в электриче-

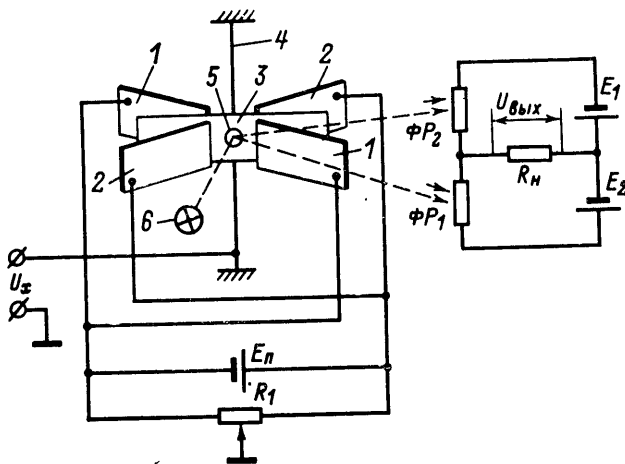


Рис. 5-6. Принципиальная схема фотоэлектрометрического усилителя.

ский сигнал. В дальнейшем измерительные механизмы для них стали разрабатывать с учетом всех возникающих в этом случае требований. Большой объем работ по электростатическим усилителям выполнен в Куйбышевском политехническом институте [Л. 5-7].

В электростатическом усилителе с фотоэлектрическим преобразователем угла поворота в электрический сигнал (рис. 5-6) [Л. 5-7] имеются две пары неподвижных пластин 1 и 2 и легкая подвижная пластина 3, укрепленная на растяжках 4. На подвижной пластине установлено зеркальце 5, освещаемое от источника 6. Неподвижные пластины попарно соединены, к ним приложено одинаковое по уровню, но разное по знаку напряжение от источника  $E_{п}$ . Резистором  $R_1$  можно менять соотношение напряжений на неподвижных пластинах. Подвижная пластина изолирована, на нее подано из-



меряемое напряжение  $U_x$ . При  $U_x = 0$  подвижная пластина находится посередине между неподвижными, под влиянием  $U_x$  она поворачивается. Луч света от зеркала перераспределяется между фоторезисторами  $\Phi P_1$  и  $\Phi P_2$ , и мост, образованный фоторезисторами и источниками питания  $E_1$  и  $E_2$ , разбалансируется. На нагрузке  $R_H$  появляется напряжение  $U_{\text{вых}}$ , пропорциональное  $U_x$ . Такой ЭМУ, как и любой другой, может быть охвачен ООС.

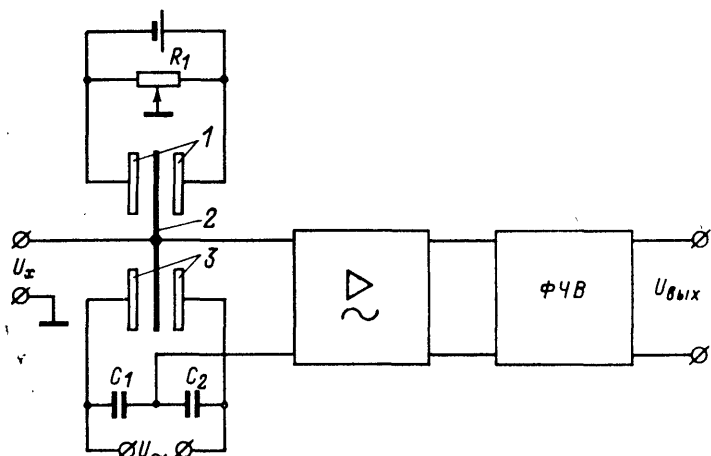


Рис. 5-7. Принципиальная схема электростатического усилителя с емкостным преобразователем.

В электростатическом усилителе с емкостным преобразователем перемещения [Л. 5-7] имеются (рис. 5-7) две неподвижные пластины 1, на которые поданы противоположные по знаку потенциалы, регулируемые резистором  $R_1$ . Подвижная пластина 2 изолирована и укреплена на подвесе. При наличии  $U_x$  она поворачивается и ее нижняя часть меняет свое положение между второй парой неподвижных пластин 3. Мост, образованный емкостями между подвижной пластиной и неподвижными и емкостями  $C_1$  и  $C_2$  и питаемый источником  $U_{\sim}$ , разбалансируется. Переменное напряжение на его выходе пропорционально  $U_x$ , оно усиливается и преобразуется в постоянное фазочувствительным выпрямителем  $\Phi Ч В$ . Возможны и другие принципы построения электростатических усилителей.

**а) Общие замечания**

Чувствительность ЭСЭ определяется конструкцией измерительного механизма, вспомогательными напряжениями и пр. [Л. 5-18, 5-25, 5-33]. Предельные возможности ЭСЭ или электростатического усилителя характеризуются порогом чувствительности, определяемым уровнем собственных помех.

**б) Броуновские флуктуации**

На подвижную часть электростатического измерительного механизма постоянно воздействуют флуктуации молекул воздуха. Согласно воззрениям статистической физики средняя тепловая энергия флуктуационного обмена тела с окружающей средой равна  $KT/2$  для каждой степени свободы, где  $K$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура. Подвижная часть ЭСЭ имеет одну степень свободы — поворот подвижной части в системах с угловым перемещением или перемещением подвижной части (струны) в плоскости наблюдений в системах с линейным перемещением. Энергия флуктуаций подвижной части  $\overline{W\alpha^2}/2$ , где  $W$  — противодействующий момент системы подвешивания подвижной части;  $\alpha$  — угол ее поворота, находится из равенства  $\overline{W\alpha^2}/2 = KT/2$ . Отсюда можно определить средний квадрат флуктуаций угла поворота подвижной части  $\overline{\alpha^2}$  и уровень входных напряжений, которым эти флуктуации соответствуют.

Проведенное рассмотрение не учитывает зависимости характера движения подвижной части ЭСЭ в неустановившемся режиме от момента инерции подвижной части и степени ее успокоения. Анализ с учетом этих параметров [Л. 5-23] показывает, что уровень броуновских флуктуаций зависит от конструктивных параметров измерительного механизма и сопротивления источника сигнала, которое влияет на режим успокоения подвижной части. В вакуумированном ЭСЭ флуктуации подвижной части существенно уменьшаются [Л. 5-22], так как при этом исключаются перемещения масс воздуха вблизи подвижной части ЭСЭ за счет возникновения перепадов температуры. Однако вакуумиро-

вание не уменьшает броуновских флуктуаций, средняя энергия которых по-прежнему остается равной  $kT/2$ . Другими словами при устранении броуновских флуктуаций вокруг подвижной части они не устраняются внутри самой подвижной части. Суть этого явления состоит в том, что каждая добавочная флуктуирующая сила сообщает системе и добавочное затухание, которое как раз компенсирует влияние этой флуктуирующей силы.

### **в) Микросейсмические воздействия**

Высокочувствительные ЭСЭ восприимчивы к внешним механическим воздействиям: ударам, вибрациям, наклонам, микросейсмическим колебаниям почвы. Флуктуации, вызываемые микросейсмическими воздействиями, зависят от режима успокоения подвижной части и спектра микросейсмических колебаний и могут быть значительными [Л. 5-24].

### **г) Влияние контактной разности потенциалов**

Контактная разность потенциалов между пластинами ЭСЭ создает паразитный момент и смещает подвижную часть. Дрейф и кратковременные флуктуации контактной разности потенциалов воспринимаются как изменения измеряемого напряжения. Для уменьшения этих влияний пластины измерительного механизма изготавливают из одинакового материала, полируют, золотят, помещают в атмосферу инертного газа или вакуум и т. д.

### **д) Другие источники помех**

Источниками собственных помех ЭСЭ являются также паразитный ток изоляторов и радиоактивные загрязнения материалов. Последние создают заряды на пластинах, вызывающие дополнительные вращающие моменты. Сказываются также тепловые потоки воздуха вблизи подвижной системы, наличие и изменения электростатических полей изоляторов внутри корпуса прибора [Л. 5-27], термо-э. д. с. и т. д. Для уменьшения флуктуаций за счет перемещения воздушных потоков измерительный механизм окружается толстым медным экраном, чем обеспечиваются минимальные термические градиенты. Полезно также создание в ЭСЭ вакуума порядка 100—1000 Па (нескольких мм рт. ст.).

## е) Предельные возможности

Обеспечение в ЭСЭ высокого порога чувствительности требует от экспериментатора большого искусства. Сравнительно просто в ЭСЭ достигается чувствительность около 10 дел/мВ, в отдельных случаях можно реализовать чувствительность до 50 дел/мВ. В электростатических усилителях наличие ООС позволяет решить многие вопросы более удовлетворительно, однако пока такие приборы с предельно высокой чувствительностью не выполнялись.

## 5-3. ИСПОЛНЕНИЕ И СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ ЭЛЕКТРОМЕТРОВ И УСИЛИТЕЛЕЙ

### а) Свойства ЭСЭ

Входное сопротивление электростатических измерительных механизмов определяется утечками по изоляторам. В этих приборах на выбор материалов и конструктивное оформление изоляторов не накладывается жестких ограничений и тем самым облегчается поиск оптимальных решений. Достижение высокой чувствительности ЭСЭ связано с усложнениями прибора и тщательной постановкой эксперимента. Чем выше чувствительность ЭСЭ, тем сильнее он реагирует на наклоны, толчки, вибрации, колебания окружающей температуры, перегрузки и т. д. Электростатические электрометры не имеют нормированного класса точности и требуют периодической градуировки. Для большинства ЭСЭ характерны неудобство отсчета, некоторым из типов свойственны большое время установления показаний и большая входная емкость. В настоящее время ЭСЭ классических конструкций используются редко. Попытки приблизить исполнения ЭСЭ к общепринятому для лабораторных электроизмерительных приборов с непосредственным отсчетом не дали удовлетворительных результатов в отношении чувствительности [Л. 5-21].

### б) ЭСЭ с переменным возбуждающим полем

В ЭСЭ с переменным возбуждающим полем недостатки классических конструкций в значительной мере устраняются: высокая чувствительность сочетается с устойчивостью к механическим воздействиям и независимостью показаний от наклона [Л. 5-4—5-6, 5-12,

5-28]. Чувствительным элементом является (рис. 5-8) позолоченная кварцевая нить диаметром около 4 мкм и длиной 3,5 мм, она консольно закреплена в промежутке шириной 1,5 мм между двумя бинантами. На бинанты

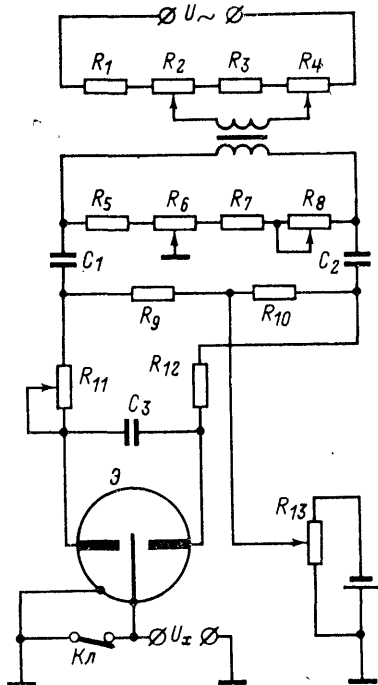


Рис. 5-8. Принципиальная схема электростатического электрометра с переменным возбуждающим полем.

подается переменное напряжение, создающее в этом промежутке переменное электрическое поле. Если напряжения на бинантах относительно корпуса сдвинуты по фазе на  $180^\circ$  (это обеспечивается резистором  $R_{11}$ ), то при отсутствии постоянного напряжения на нити она находится в состоянии покоя. Если к нити приложено напряжение  $U_x$ , то она колеблется с амплитудой, пропорциональной  $U_x$ . Измеряемое напряжение компенсируется образцовым от источника на резисторе  $R_{13}$ . Изображение нити проектируется на матовый экран при помощи оптической системы, состоящей из двух эллипсоидальных зеркал и микроскопа с увеличением в 12,5 раз. На экране нанесена равномерная шкала со 100 делениями.

При вибрации нити на экране наблюдается световая полоса, которая стягивается в линию при достижении баланса. Чувствительность регулируется резисторами  $R_2$  и  $R_4$ , баланс при  $U_x=0$  — резисторами  $R_6$  и  $R_8$ . Чувствительность таких ЭСЭ фирмы Argonne National Laboratory (США) достигала  $10^4$  дел/В и  $10^{16}$  дел/Кл [Л. 5-12].

### в) Свойства электростатических усилителей

Наличие ООС в электростатических усилителях позволяет получить нормированный класс точности, удоб-

ный отсчет, малое время установления показаний, устойчивость к механическим воздействиям. Свойства электростатического усилителя определяются в основном входным электрометрическим преобразователем. Электростатический измерительный механизм в принципе позволяет получить весьма высокие характеристики. В нем, например, нет источников фликкер-шумов, свойственных некоторым другим электрометрическим преобразователям напряжений, не накладывается жестких ограничений на материалы и конструкции изоляторов, возможно применение рациональной технологии для уменьшения дрейфа контактной разности потенциалов и т. п. Однако серийно они пока не выпускаются.

### г) Пример исполнения

В фотокомпенсационном электростатическом электрометре ФКЭ-ЗП [Л. 5-7] (рис. 5-9) используется уже описанный преобразователь (см. рис. 5-6). Питание неподвижных пластин осуществляется через выпрямитель (диод  $D_1$ , резистор  $R_4$  и конденсатор  $C_1$ ) от сети. Резистором  $R_4$  устанавливается напряжение на пластинах. Резисторы  $R_1—R_3$  (30, 500, 30 к) служат для установки соотношения напряжений на пластинах (с помощью резистора  $R_2$  можно устанавливать подвижную пластину в нулевое положение при  $U_x=0$ ). Измеряемое напряжение компенсируется включенным встречно напряжением ООС, снимаемым с резисторов  $R_5—R_8$ . Переключателем  $\Pi$  выбирается предел измерения. Ток через эти резисторы регулируется резистором  $R_9$ . Фоторезисторы  $\Phi P$  типа ФСК-2 питаются от выпрямителя (диоды  $D_2, D_3$ , конденсаторы  $C_2, C_3$ ). Выходное

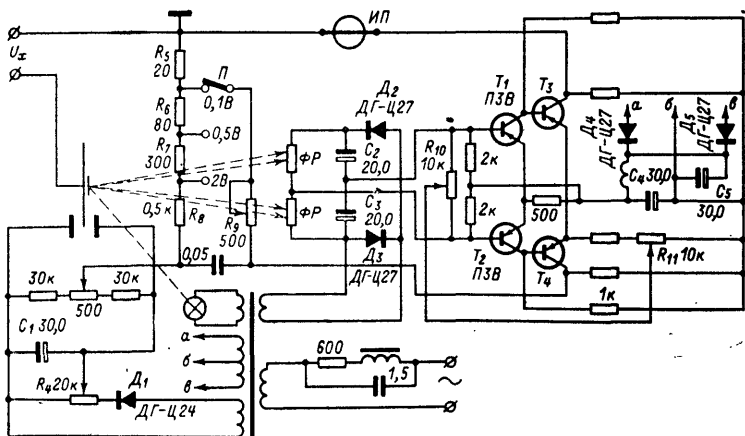


Рис. 5-9. Принципиальная схема фотокомпенсационного электрометра ФКЭ-ЗП.

напряжение фоторезистивного моста подается на двухкаскадный балансный транзисторный усилитель ( $T_1-T_4$ ), начальные токи коллекторов транзисторов  $T_3$  и  $T_4$  устанавливаются резисторами  $R_{10}$  и  $R_{11}$ . Питается транзисторный усилитель также от выпрямителя ( $D_4, D_5, C_4, C_5, L_1$ ). Выходной сигнал измеряется микроамперметром ИП.

Прибор ФКЭ-3П имеет пределы измерения 100—500—2000 мВ, входное сопротивление определяется утечками по изоляции. Выходной ток 5 мА, сопротивление внешней нагрузки не менее 300 Ом. Класс точности прибора 1,0, время установления показаний 0,3 с.

Электрометрический регистрирующий прибор для исследования статических полей и измерения зарядов ЭРИС-66 на емкостном преобразователе имеет [Л. 5-7] пределы измерения по напряжению 20 и 200 мВ и по заряду  $10^{-11}$  и  $10^{-9}$  Кл, погрешность не более 2% и дрейф нуля 100 мкВ за 10 ч. Частота преобразования составляет 3 кГц, сопротивление нагрузки 420 Ом, полоса пропускания 0,3 Гц.

## Глава шестая

# ЛАМПОВЫЕ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

## 6-1. ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ ЛАМПЫ

### а) Общие сведения

Электрометрические усилители с входным каскадом на электрометрической лампе (ЭМЛ) широко распространены, они просты в изготовлении и имеют невысокую стоимость. Порог чувствительности ламповых ЭМУ определяется характеристикой ЭМЛ. Обычные усилительные лампы имеют сеточный ток  $10^{-8}$ — $10^{-10}$  А, а лучшие современные ЭМЛ  $(1 \div 3)10^{-15}$  А. Первая попытка создания ЭМЛ относится к 1922 г., а уже в 1930 г. была разработана ЭМЛ типа FP-54 с сеточным током меньше  $5 \cdot 10^{-15}$  А. Различные типы ЭМЛ описаны в [Л. 6-20, 6-28, 6-33, 6-39]. В настоящее время в разных странах серийно выпускаются разнообразные ЭМЛ с широким диапазоном свойств.

### б) Основные свойства

При напряжении на аноде ЭМЛ более 8 В [Л. 6-44] сеточный ток резко возрастает (рис. 6-1,а), поэтому оно выбирается в пределах 4—12 В, чаще всего около 6 В. Другой особенностью ЭМЛ является малая температура катода, так как с уменьшением накала [Л. 6-44] сеточный ток уменьшается (рис. 6-1,б). При таких ограничениях по анодному напряжению и температуре катода для получения сколь-либо значительного анодного тока

и, тем самым, достаточной крутизны характеристики лампы необходимо иметь управляющую сетку с большой проницаемостью. В результате ЭМЛ имеют, как правило, малый коэффициент усиления. Лишь в элект-

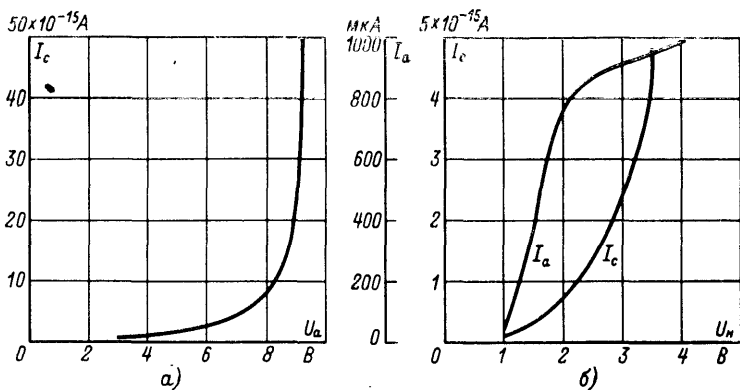


Рис. 6-1. Типичные зависимости сеточного тока электрометрической лампы от анодного напряжения (а) и напряжения накала (б).

тронметрических пентодах удается получить коэффициент усиления порядка сотен. Крутизна характеристики ЭМЛ лежит в пределах 20—100 мкА/В.

## в) Типы

Электрометрические лампы чаще всего выполняются как тетроды. Наличие катодной сетки уменьшает сеточный ток. Большой сеточный ток имеют триоды. Маленькие сеточные токи позволяет получить обращенный триод, так называемый платион. В нём измеряемое напряжение подается на анод лампы, а выходной сигнал снимается с сетки [Л. 6-31]. По крутизне и коэффициенту усиления такие ЭМЛ уступают тетродам. Электрометрические пентоды обеспечивают большой коэффициент усиления и тем самым облегчают выполнение ЭМУ в целом, однако по уровню сеточного тока пока уступают тетродам. Нередко ЭМЛ выполняются сдвоенными: в одном баллоне две системы с общим катодом, а иногда и с общей катодной сеткой. На таких ЭМЛ удобно строить балансные каскады с малым дрейфом нуля.



## г) Характеристики серийных ЭМЛ

В табл. 6-1 приведены основные технические характеристики некоторых ЭМЛ отечественного и зарубежного производства (см. также [Л. 6-15, 6-49]).

Таблица 6-1

### Основные характеристики электрометрических ламп

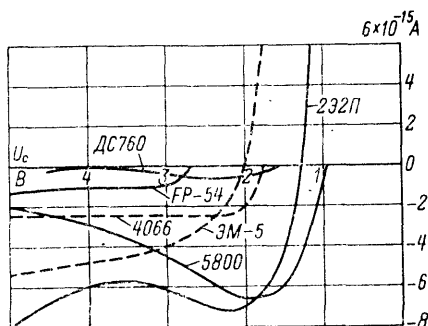
Тип	Изготовитель	Система	$I_c \times 10^{-15}, A$	$S, \text{ мкА/В}$	$\mu$	$I_a, \text{ мкА}$	$U_a, \text{ В}$	$I_H, \text{ мкА}$	$U_H, \text{ В}$	
1Э1П	СССР	Тетрод	70	50	1,3	100	6	46	1	
2Э2П		Двойной тетрод	80	23	1,3	45	6	55	2	
ЭМ-4	ССША, Raytheon	Триод	80	80	2,2	130	8	24	1,3	
ЭМ-5		Двойной тетрод	5	50	1,1	85	5	115	3,15	
ЭМ-6		То же	5	45	1,1	75	5	75	4,5	
ЭМ-7		Триод	50	80	1,6	200	7	18	1	
ЭМ-10		Пентод	9	10	150	3	7	16	0,7	
СК5886		"	200	160	2	200	10,5	10	1,25	
СК5889		То же	"	3	10	250	4	12	7,5	1,25
ME1400*		Англия, Mullard	"	6 000	240	1 200	80	45	—	4,5
ME1401		То же	Триод	100	80	2	—	9	15	1,25
ME1402		То же	Тетрод	5	100	1	—	4,5	—	1,25
DC760	ГДР, RFT	Обращенный триод	1	50	0,3	150	4	13	1,1	
DC762	То же Голландия, Philips	То же	100	120	1	400	9	13	1,1	
4066		Тетрод	25	17	1	20	4,5	13	1,25	
4068	То же	Пентод	3	10,5	110	5	10	8,2	1,25	
4069	То же	Триод	160	80	2	100	9	14	1,25	
2NE9	Чехословакия, Tesla	Тетрод	20	30	—	150	8	30	1,25	

На рис. 6-2 показаны сеточные характеристики некоторых типов ЭМЛ по кагаложным данным, а также по данным [Л. 6-31, 6-38, 6-50]. Для большинства ЭМЛ при некотором напряжении на сетке сеточный ток максимален, в этой точке входное динамическое сопротивление лампы равно бесконечности, т. е. преобразователь на ЭМЛ по этому параметру приближается к идеальному. Однако чаще работают при больших отрицательных смещениях на сетке, когда сеточный ток мало зависит от режима лампы, а входное сопротивление сохраняется еще достаточно высоким.

## д) Использование обычных ламп в электрометрическом режиме

Некоторые из обычных электронных усилительных ламп по конструктивным параметрам близки к ЭМЛ и имеют хорошую изоляцию управляющего электрода.

Рис. 6-2 Сеточные токи электрометрических ламп.



Выбирая режим работы близким к электрометрическому и производя отбор ламп, удастся снизить сеточные токи до  $10^{-12}$ — $10^{-13}$  А и менее [Л. 6-7, 6-22, 6-30]. В настоящее время использование обычных ламп в электрометрическом режиме практикуется редко. Иногда применяют неэлектрометрические лампы в обращенном режиме [Л. 6-5, 6-40, 6-45].

## 6-2. СОБСТВЕННЫЕ ПОМЕХИ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ЛАМП

### а) Сеточный ток

*Составляющие сеточного тока.* Различные составляющие сеточного тока [Л. 6-12, 6-22, 6-35, 6-36] создают на сетке отрицательный или положительный потенциал. Отрицательный потенциал создается электронным током сетки, часть электронов с катода имеет достаточную энергию, чтобы преодолеть отрицательный потенциал сетки. Для триода при  $U_c \leq 0$  этот ток [Л. 6-22] равен:

$$I_c \approx m I_e \exp(-q U_c / K T_K),$$

где  $I_e$  — ток эмиссии катода;  $U_c$  — потенциал сетки;  $T_K$  — температура катода;  $q$  — заряд электрона;  $K$  — постоянная Больцмана;  $m$  — коэффициент, зависящий от размеров электродов и анодного напряжения.

Для уменьшения электронного тока сетки увеличивают отрицательный потенциал на сетке до 2—3 В и

уменьшают температуру катода, применяя катоды из торированного вольфрама ( $T_K=1700 \div 1800$  К) либо оксидные катоды ( $T_K=800 \div 900$  К). При соответствующем выборе этих параметров электронный ток близок к нулю (рис. 6-3).

Токи утечки по изоляции создают положительный потенциал на сетке, так как все электроды ЭМЛ имеют

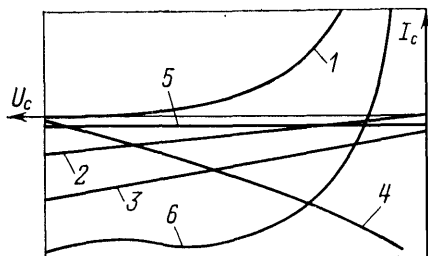


Рис. 6-3. Зависимость сеточного тока электрометрической лампы и его составляющих от напряжения на сетке.

1 — электронный ток; 2 — утечки на участке сетка — катод; 3 — утечки на участке сетка — анод; 4 — ионный, термоэлектронный и фотоэлектронные токи; 5 — остаточный ток; 6 — полный сеточный ток.

положительный потенциал относительно управляющей сетки. Токи утечки линейно зависят от напряжений на соответствующих участках. При  $U_c=0$  ток утечки на участке сетка — катод равен нулю. Для уменьшения токов утечки при конструировании ЭМЛ применяют качественные изоляторы управляющей сетки внутри лампы и вывода сетки на колбе, при изготовлении принимают меры для предупреждения внутреннего загрязнения колбы и, кроме того, покрывают колбу водоотталкивающими слоями малой собственной проводимости. При использовании ЭМЛ для уменьшения утечек используют методы эквипотенциального экранирования сетки от других электродов. Перед использованием ЭМЛ ее рекомендуется промыть спиртом, затем дистиллированной водой и тщательно высушить. Иногда кипятят лампу в дистиллированной воде. Паразитные токи изоляторов сетки ЭМЛ становятся заметными, если суммарный сеточный ток не превышает  $10^{-14}$  А [Л. 6-36]. Для их уменьшения рекомендуется выполнять ЭМЛ миниатюрными.

Другие составляющие токов, создающих положительный потенциал сетки, могут быть разбиты на три группы: ионный ток, ток термоэлектронной эмиссии и ток фотоэлектронной эмиссии. Ионный ток представляет поток положительно заряженных частиц на сетку и может быть обусловлен следующими причинами:

1) ионизацией атомов и молекул остаточного газа при соударении их с электронами, летящими от катода к аноду [эта часть ионного тока пропорциональна анодному току лампы. Для ее уменьшения необходимо увеличивать степень вакуума в колбе и выбирать анодное напряжение ниже значений потенциалов ионизации остаточных газов в лампе, который для основных компонентов остаточных газов (H, H<sub>2</sub>, N, N<sub>2</sub>, O, O<sub>2</sub>, CO<sub>2</sub> и др.) лежит в диапазоне 12—16 В. Кроме того, применяют активные поглотители внутри колбы];

2) ионами, эмиттированными с катода, и термоионами, возникающими при попадании молекул остаточного газа на катод [эта часть ионного тока устраняется применением экранной сетки между катодом и управляющей сеткой, с помощью которой перехватываются ионы, движущиеся от катода к управляющей сетке];

3) ионами, образованными при ионизации остаточного газа космическим или радиоактивным излучением окружающего пространства [для уменьшения этой составляющей ЭМЛ помещают в металлический экран].

Ток термоэлектронной эмиссии с поверхности сетки возникает вследствие передачи тепла от катода к сетке. Для уменьшения этого тока уменьшают температуру катода, улучшают условия отвода тепла от сетки и применяют для сетки материалы с большой работой выхода.

Ток фотоэлектронной эмиссии с поверхности сетки вызывается световым излучением катода и посторонних источников, световыми квантами возбужденных молекул остаточного газа и сверхмягким рентгеновским излучением с анода или экранирующей сетки. Для его уменьшения снижают температуру катода, а ЭМЛ помещают в светонепроницаемый экран (даже небольшие отверстия в экране вызывают увеличение сеточного тока на несколько порядков). Составляющая фотоэлектронного тока, вызываемая сверхмягким рентгеновским излучением [Л. 6-12, 6-36]:

$$I = cI_a Z (U_a - \varphi_c)^4,$$

где  $I_a$ ,  $U_a$  — анодные ток и напряжение;  $\varphi_c$  — работа выхода сетки;  $Z$  — атомный номер материала анода;  $c$  — коэффициент, зависящий от конструктивных параметров. Для ее снижения необходимо уменьшать крутизну

и коэффициент усиления лампы и покрывать анод материалом с малым атомным номером [Л. 6-36].

Сумма ионного, термоэлектронного и фотоэлектронного токов сложным образом зависит от напряжения на сетке, обычно уменьшаясь с увеличением отрицательного смещения (см. рис. 6-3).

Кроме указанных составляющих сеточного тока есть ряд других. Каждая из них сравнительно мала и трудно поддается изучению. Их совокупность называют остаточным током, который мало зависит от напряжения на сетке (рис. 6-3). Зависимость результирующего тока сетки от ее потенциала имеет сложный характер и при изменении конструктивных параметров и электрического режима лампы может меняться количественно и качественно. В области больших отрицательных потенциалов на сетке, являющейся рабочей, сеточный ток обусловлен ионным током сетки и увеличение сеточного тока вызывает положительный потенциал на сетке. Если положительный полюс контролируемого источника напряжения или тока подключен к сетке, то увеличение сеточного тока проявляется как увеличение измеряемого напряжения или тока.

*Режим свободной сетки.* При некотором сеточном смещении сеточный ток ЭМЛ равен нулю. Если сетка лампы не имеет сопротивления утечки, то сеточный ток заряжает емкость входа до тех пор, пока не будет достигнуто напряжение на сетке, при котором он равен нулю. В этом состоянии лампа и будет находиться в дальнейшем. Для триодов точка плавающего потенциала лежит в области от  $-0,5$  до  $-2$  В и незначительно зависит от анодного напряжения или температуры катода. Уменьшение температуры катода или анодного напряжения сдвигает ее к нулевому смещению. В электрометрических тетрадах плавающий потенциал обычно больше 2 В, так как энергия катодной сетки передается электронному потоку. Поведение электрометрических каскадов в режиме свободной сетки исследовано мало [Л. 6-17]. На практике этот режим применяется лишь эпизодически [Л. 6-9, 6-42], а в приборах серийного производства совсем не применяется. Работа в режиме свободной сетки требует индивидуализированного подхода к каждому экземпляру лампы. При колебаниях условий эксплуатации потенциал свободной сетки может меняться, что не всегда можно учесть, и лампа выйдет из

режима. При больших сигналах лампа тоже выходит из режима, в результате могут появляться значительные сеточные токи.

*Измерение сеточных токов.* Как и всякие малые токи, сеточные токи ЭМЛ можно измерить либо по падению напряжения на высокоомном резисторе, либо по скорости заряда конденсатора. Проще всего это сделать, если выполнить ЭМУ с входным каскадом на исследуемой лампе и включить в цепь его параллельный ООС резистор или конденсатор. При методе резистора разность выходных напряжений ЭМУ при закороченном и разомкнутом резисторе равна падению напряжения на резисторе из-за паразитного тока на входе ЭМУ. При методе конденсатора паразитный ток определяется по скорости изменения выходного напряжения ЭМУ. Емкость конденсатора должна быть малой, чтобы эта скорость была велика и влиянием дрейфа по напряжению можно было пренебречь. Метод конденсатора позволяет получить большие точность и чувствительность, чем метод резистора. Измерить сеточные токи ЭМЛ можно и в простейшем каскаде на исследуемой ЭМЛ [Л. 6-24]. В этом случае резистор или конденсатор включается на входе лампы. Падение напряжения на резисторе или конденсаторе можно компенсировать с помощью дополнительного регулируемого источника; тогда не нужно знать коэффициент передачи лампового каскада.

## б) Шумы

*Составляющие шумов.* Шумовыми характеристиками ламповых электрометров начали интересоваться вскоре после их освоения [Л. 6-46, 6-51]. Основными составляющими шумов ЭМЛ являются фликкер-шум, дробовые шумы сеточного и анодного токов. Фликкер-эффект обусловлен хаотическими изменениями эмиссионной способности отдельных участков катода, что вызывает флуктуации анодного тока [Л. 6-54]. Уровень фликкер-шума и его частотный спектр зависят от технологии изготовления и типа катода; наибольшие фликкер-шумы имеют оксидные катоды. Он различен для разных экземпляров ламп одного типа. Обычно спектральная плотность фликкер-шумов принимается равной  $A/f^\alpha$ , где  $A$  и  $\alpha$  — постоянные, причем  $\alpha \approx 1$ ;  $f$  — частота. С понижением частоты фликкер-шум постепенно пере-

ходит в дрейф анодного тока лампы. При  $\alpha \geq 1$  указанная зависимость спектральной плотности от частоты не может быть распространена до сколь угодно низких частот, иначе пришлось бы считать, что спектральная плотность шумов неограниченно возрастает, чего не может быть. В области низких частот должна существовать область, в которой  $\alpha$  становится меньше единицы, однако экспериментально такая область пока не обнаружена, по-видимому, она начинается ниже того диапазона частот, в котором сейчас проводятся измерения.

Дробовые шумы сеточного тока ЭМЛ подчиняются общим закономерностям (см. § 1-3). При этом под током, создающим дробовой шум, следует понимать сумму абсолютных значений электронной и ионной составляющих сеточного тока.

Дробовые шумы анодного тока находятся с учетом коэффициента депрессии  $\Gamma \leq 1$ , который учитывает уменьшение шумов анодного тока за счет пространственного заряда вблизи катода лампы, т. е.

$$\overline{dI_a^2} = 2qI_a\Gamma^2 df.$$

Имея в виду, что  $\Delta I_a = S\Delta U_c$ , где  $S$  — крутизна анодно-сеточной характеристики лампы, приведенное ко входу шумовое напряжение, создаваемое дробовыми шумами анодного тока:

$$\overline{dU_a^2} = qI_a\Gamma^2 df/S^2.$$

Оно не зависит от сопротивления в цепи сетки лампы.

Имеются и другие причины ламповых шумов [Л. 6-25], однако они проявляются в меньшей степени, чем рассмотренные.

*Суммарные шумы.* Все шумы ЭМЛ могут быть разделены на шумы по току и по напряжению. Шумы по току представлены только шумом сеточного тока лампы, все остальные составляющие дают шумы по напряжению. Шумовое напряжение включает в себя фликкер-шум, и его плотность зависит от частоты. Плотность дробовых шумов сеточного тока не зависит от частоты. Если на уровне шумового тока сказываются и другие причины, например флуктуации сеточного тока, то спектральная плотность шумового тока может зависеть от частоты.

Работ по экспериментальному исследованию шумов ЭМЛ мало [Л. 6-13, 6-23, 6-54]. Измерение спектральной плотности шумов 19 ламп 5886 в диапазоне от 1 до 1000 Гц [Л. 6-23] показало (рис. 6-4), что для наилучшей и самой плохой она различается очень сильно, особенно при низких частотах. Уровень шума зависит от того, при каком сеточном смещении (по паспортным данным оно для этой лампы составляет от  $-1,45$  до  $+2,45$  В) достигается минимум сеточного тока. Лампы, для которых необходимо наибольшее смещение, почти всегда имели наибольшие шумы.

Принято считать, что шумы ЭМЛ по напряжению можно описать эквивалентным шумовым сопротивлением, которое зависит от частоты следующим образом:

$$R'_{\text{экр}} = R_{\text{экр}} \left( 1 + \frac{f_0}{f} \right), \quad (6-1)$$

где  $f_0$  — означает частоту, при которой фликкер-шумы ( $1/f$ ) равны шумам, спектральная плотность которых не зависит от частоты (тепловые и др.), а  $R_{\text{экр}}$  — шумовое сопротивление при  $f \gg f_0$ . Чем выше  $f_0$ , тем больший вклад дают фликкер-шумы на низких частотах. Для ЭМЛ ориентировочно  $R_{\text{экр}} = 2 \cdot 10^6$  Ом и  $f_0 = 500$  Гц. При низких частотах, когда  $f_0 \gg f$ , преобладают фликкер-шумы и  $R'_{\text{экр}} = 10^9/f$ .

Виброшумы ЭМЛ особенно сильно проявляются, когда лампа работает в условиях постоянных механических воздействий (тряска, вибрации, удары), однако заметны и в лабораторных условиях. Уровень виброшумов определяется конструкцией лампы, собственными резонансными частотами ее электродов.

**Методы измерения.** Верхняя граница частотного диапазона, в котором необходимо знать шумы ЭМЛ, не превышает 100—1000 Гц (полоса пропускания быстродействующих электрометрических измерителей тока или

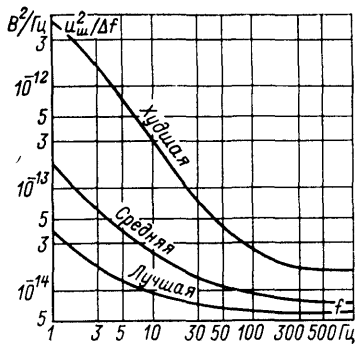


Рис. 6-4. Приведенная к входу эквивалентная плотность шумов для электрометрических ламп 5886.



напряжения обычно не выходит за пределы этого диапазона), а нижняя доходит до  $10^{-4}$ — $10^{-3}$  Гц. Для измерения шумов в этом диапазоне необходим [Л. 6-10, 6-11] широкополосный малошумящий усилитель, например, на пентоде 6Ж32П в режиме микротоков [Л. 6-1]. С его помощью осуществляется усиление шумов ЭМЛ до уровня, доступного для дальнейшей обработки.

При определении очень низкочастотных шумов наиболее пригодны дискретные методы обработки. С помощью цифрового вольтметра через равные промежутки времени определяется уровень шумов, что позволяет в дальнейшем на вычислительной машине найти искомые характеристики шумов, например спектральную плотность.

При аналоговых методах шумы анализируются с помощью низкочастотных полосовых фильтров с перестраиваемой резонансной частотой и низкочастотных среднеквадратичных вольтметров. Основные трудности при этом связаны с построением фильтров и вольтметров низких частот. При частотах порядка 1 Гц и выше задача решается сравнительно просто [Л. 6-1]. При меньших частотах шумы записываются на магнитофонную ленту или другое устройство памяти при малой скорости ленты, а затем считываются с нее при значительно большей скорости. Это позволяет преобразовать частотный спектр исследуемого шума без нелинейных искажений и использовать для анализа стандартную высокочастотную аппаратуру.

При всех методах измерительное устройство в целом должно быть предварительно или в процессе измерений отградуировано с помощью инфранизкочастотных генераторов шума [Л. 6-10]. При измерениях необходимо разделять шумы ЭМЛ по напряжению и току. Первые определяются при закороченном входе лампы, когда шумы по току не проявляются, вторые — при включении на вход большого сопротивления. Необходимо, чтобы напряжение на нем, вызванное шумами по току, существенно превышало шумы ЭМЛ по напряжению.

### в) Дрейф нуля

*Собственный дрейф ЭМЛ.* При благоприятных условиях дрейф нуля ЭМЛ не превышает 0,1 мВ/ч. Одной из причин дрейфа является изменение контактной разности потенциалов между сеткой и катодом, в частности под

влиянием изменений тока, отбираемого с катода. Обычно скорость дрейфа имеет наибольшее значение в первый момент после включения и постепенно снижается. Уменьшить собственный дрейф ЭМЛ можно предварительной тренировкой лампы при номинальных напряжениях анода и накала в течение примерно 100 ч.

Во избежание повышенного дрейфа ЭМЛ питание анодной цепи и цепи защитной сетки должно подключаться лишь после разогрева лампы. В противном случае поверхностная активация катода может измениться и потребуются много времени для восстановления стабильных эмиссионных характеристик лампы [Л. 6-29].

Причиной повышенного дрейфа ЭМЛ могут быть электрические перегрузки на управляющую сетку. Перегрузки до сотен вольт не выводят ЭМЛ из строя, однако увеличивают сеточный ток лампы и ее дрейф, а возврат лампы к нормальному состоянию происходит медленно. Для защиты от перегрузок последовательно с управляющей сеткой включают резистор с сопротивлением несколько мегом. В номинальном режиме падение напряжения на резисторе от сеточного тока лампы мало, но при перегрузке, когда сеточный ток возрастает, на резисторе гасится большая часть напряжения.

Температурный дрейф нуля ЭМЛ ориентировочно можно считать равным 2,5 мВ/К для одиночной лампы и 0,1—0,25 мВ/К для двойного триода в балансном каскаде. Иногда предусматривается компенсация температурного дрейфа.

Дрейф нуля ЭМЛ по току определяется нестабильностью сеточного тока лампы, его зависимостью от температуры. Обычно считается, что кратковременные изменения сеточного тока не превышают 10% от его абсолютного значения.

*Анодный и катодный дрейф.* Дрейф, вызванный колебаниями питающих напряжений, разделяют на анодный, т. е. за счет источников питания анодной цепи, и катодный — за счет источников питания цепи накала. Приведенный ко входу анодный дрейф усилительного каскада  $\Delta U_x = \Delta E_a / \mu$ , где  $\Delta E_a$  — изменение напряжения питания анодной цепи;  $\mu$  — коэффициент усиления лампы. Если  $E_a = 10$  В и стабилизировано с точностью до 0,1%, а  $\mu = 1$ , то  $\Delta E_a = 10$  мВ и анодный дрейф  $\Delta U_x = 10$  мВ. Катодный дрейф, приведенный ко входу ЭМЛ, ориентировочно можно считать равным 10—30 мВ на 1% изме-

нения тока накала [Л. 6-2, 6-5, 6-24, 6-25, 6-27]. Существует много методов компенсации анодного и катодного дрейфа, они требуют индивидуального подхода к выбору параметров каскада и в серийных приборах не применяются.

*Балансные несимметричные каскады.* На начальном этапе развития ламповых электрометров большое внимание уделялось однокаскадным системам без

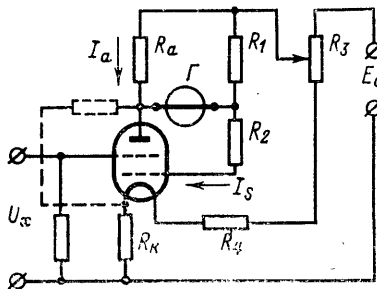


Рис. 6-5. Несимметричная балансная схема одноламповых электрометров по Дюбриджу и Брауну.

ООС, нечувствительным к колебаниям питающих напряжений. Их можно разделить на балансные несимметричные и балансные симметричные. Среди балансных несимметричных каскадов наибольшее распространение получили схемы, одна из которых предложена Дюбриджем и Брауном [Л. 6-24], а другая — Бартом и Пенником.

В схеме Дюбриджа и Брауна (рис. 6-5) выбором  $R_k$ ,  $R_a$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  каскад настраивается так, чтобы ток через выходной прибор  $\Gamma$  не зависел от изменений (в нешироких пределах) напряжений  $E_a$  и обеспечивались но-

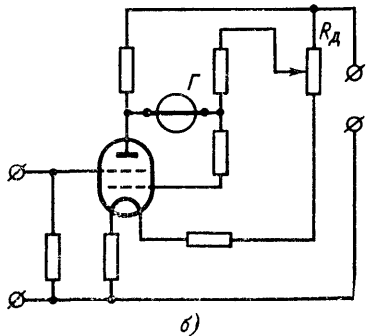
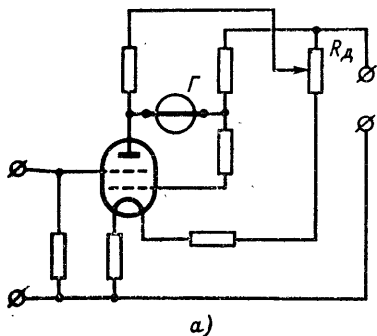


Рис. 6-6. Варианты несимметричной балансной схемы одноламповых электрометров по Барту.

минальные напряжения на электродах лампы. Последнее удастся не всегда, поэтому в схеме Барта (рис. 6-6) потребовалось ввести еще одну степень свободы при на-

Стройке и напряжения питания цепей анода и катодной сетки не одинаковы. В зависимости от того, какое из них больше (это выявляется при наладке), схема приобретает вид, показанный на рис. 6-6,а или 6-6,б. В обоих вариантах имеется дополнительный делитель  $R_d$ , которым в первом случае анодное напряжение устанавливается меньшим напряжения на катодной сетке, а во втором — наоборот.

*Балансные симметричные каскады.* Наиболее распространена параллельно-балансная схема, выполняемая на двух лампах или на одной сдвоенной. По сравнению с небалансными и балансными несимметричными каскадами в таких устройствах шумы больше в  $\sqrt{2}$  раз. Достоинством симметричных каскадов является малый дрейф.

Анодный дрейф отсутствует, если выполняется условие  $R_{ст2}/R_{i2} = R_{ст1}/R_{i1}$ , где  $R_i$  и  $R_{ст}$  — динамические и статические сопротивления ламп. Это условие не соблюдается точно, однако анодный дрейф все же в 10—20 раз меньше, чем в несимметричном каскаде. Для полного устранения анодного дрейфа необходимо [Л. 6-15] изменить соотношение  $R_{ст}/R_i$  для одной из ламп с тем,

чтобы получить это отношение таким же, что и для другой лампы. При использовании электрометрических триодов это можно сделать шунтированием участка анод — катод лампы активным сопротивлением, включением в цепь анода одной из ламп добавочного сопротивления или подбором смещения на управляющей сетке одной из ламп. Для многосеточных ЭМЛ возможны и другие способы изменения отношения динамического и статического сопротивлений лампы, например, подбором сопротивления в цепи катодной сетки.

Катодный дрейф в параллельно-балансном каскаде устраняется при соблюдении условия [Л. 6-15, 6-19]

$$R_{i2} dI_{a1}/dU_n = R_{i1} dI_{a2}/dU_n.$$

На практике оно строго не выполняется, однако применение симметричного балансного каскада существенно

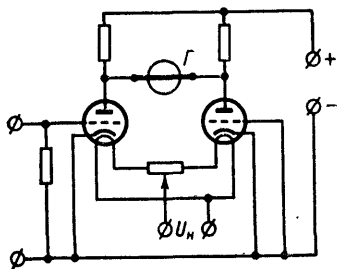


Рис. 6-7. Схема параллельно-балансного каскада с компенсацией катодного дрейфа.

уменьшает катодный дрейф. Для сведения его к нулю изменяют (рис. 6-7) соотношение между токами накала ламп [Л. 6-26, 6-32]. Существует мнение [Л. 6-4], что собственный дрейф балансного каскада на ЭМЛ тем меньше, чем менее чувствителен каскад к колебаниям питающих напряжений, однако достаточных подтверждений этому пока нет.

### 6-3. СХЕМЫ И СВОЙСТВА ЛАМПОВЫХ ЭМУ

#### а) Однокаскадные электрометры

Однокаскадные электрометры просты и часто могут быть выполнены собственными силами. Иногда после входного используется дополнительный каскад для повышения сигнала до удобного уровня. Эти схемы по свойствам аналогичны однокаскадным электрометрам.

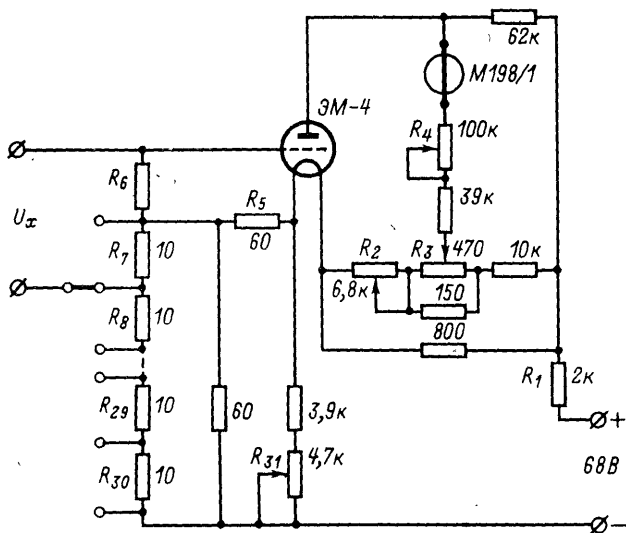


Рис. 6-8. Принципиальная схема однолампового электрометра ЭМ-61.

Ламповые электрометры без ООС имеют нестабильный коэффициент передачи, повышенное время установления показаний и применяются редко.

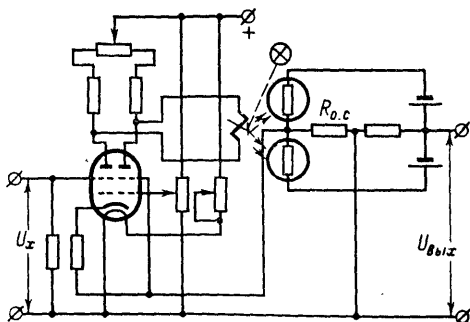
Однокаскадный электрометрический "милливольтметр ЭМ-61 [Л. 6-14] производства ВНИИнаучприбор питается от сети перемен-

ного тока через стабилизированный выпрямитель на газоразрядных стабилизаторах СГ1П и СГ2С, выходное напряжение которого равно 68 В (рис. 6-8). Часть напряжения гасится на резисторе  $R_1$ , напряжение на ламповом каскаде составляет 20 В. Нуль устанавливается резисторами  $R_2$  и  $R_3$ . Выходной микроамперметр М198/1 класса точности 1,0 имеет предел измерения 1 мкА. Чувствительность регулируется резистором  $R_4$ , включенным последовательно с прибором. Начальное смещение на сетке создается током цепи накала на резисторе  $R_5$ . На входе включен высокоомный резистор  $R_6$ . В милливольтметре ЭМ-61 большая часть измеряемого напряжения компенсируется напряжением с делителя из 23 прецизионных манганиновых резисторов  $R_7—R_{30}$ . Рабочий ток делителя резистором  $R_{31}$  устанавливается равным 5 мкА, компенсирующее напряжение меняется ступенями по 50 мВ от 0 до 1,15 В. Нескомпенсированное напряжение измеряется электрометрическим каскадом, имеющим предел измерения 50 мВ. Рабочий ток делителя и чувствительность электрометрического каскада устанавливаются по нормальному элементу. Погрешность милливольтметра не превышает 0,05% от области измерений (1,2 В). Дрейф нуля не превышает 2 мВ/ч. Мощность, потребляемая от сети, составляет 60 Вт, габариты 315×255×205 мм, масса 9 кг.

## б) Ламповые ЭМУ с ООС

С целью уменьшения дрейфа каскады таких ЭМУ обычно выполняются симметричными по параллельно-балансной схеме на двух ЭМЛ или одной сдвоенной. Иногда с этой целью весь усилитель выполняется симметричным. Чтобы снизить влияние дрейфа вторичного усилителя, во входном каскаде применяют электрометрические пентоды с большим усилением [Л. 6-6, 6-21].

Рис. 6-9. Схема включения электрометрической лампы совместно с фотогальванометром.



Вначале в качестве вторичных применялись ламповые усилители с непосредственной связью каскадов. Электрометрические усилители этого типа использовались в тераомметре ЕК6-7 и электрометре ЭМУ-3. В последнее десятилетие вторичные усилители ламповых

ЭМУ выполняют на транзисторах. Транзисторные каскады требуют питания 20—30 В и хорошо сочетаются с каскадом на ЭМЛ. Применяются и другие виды вторичных усилителей: на фотогальванометрах Ф117 и Ф120 (рис. 6-9), магнитные усилители, усилители на вибропреобразователе, с ключевым модулятором на транзисторах [Л. 6-52], с модулятором на варикапах [Л. 6-29]. Однако широкого использования эти системы не получили. В последние годы в качестве вторичных все чаще используют операционные усилители на интегральных схемах, которые, по-видимому, в недалеком будущем вытеснят все другие возможные системы.

При рациональном выборе входного каскада и вторичного усилителя дрейф нуля ламповых ЭМУ удастся уменьшить 0,1 мВ/ч, чаще он составляет 0,5—1 мВ/ч и нормируется для серийных приборов равным 1—4 мВ/ч. Обычно нижний предел измерений (полная шкала) составляет 100 мВ, реже 30—50 мВ, иногда 10 мВ. Со стороны больших сигналов диапазон измерений ограничивается амплитудным диапазоном выходного каскада, который зависит от напряжения питания. Чаще всего верхний предел измерения ламповых ЭМУ не превышает 20—50 В. Использование сложных катодных повторителей позволяет расширить его до сотен вольт [Л. 6-8, 6-9].

Нижний предел измерения ламповых ЭМУ по току определяется сеточным током ЭМЛ ( $10^{-15}$ — $10^{-14}$  А) и составляет в лучшем случае  $10^{-13}$ — $10^{-12}$  А. Попытки получить существенно большую чувствительность, например за счет компенсации сеточного тока или введением поправки на него, мало перспективны. Для таких измерений естественнее пользоваться ЭМУ с динамическим конденсатором.

Коэффициент усиления ламповых ЭМУ может быть доведен до единиц — десятков тысяч. Обеспечение устойчивой работы в режиме с ООС обычно не требует специальных мер. Частотный диапазон составляет до десятков — сотен килогерц, и ламповые ЭМУ используют в быстродействующей аппаратуре. Эти достоинства ламповых ЭМУ обусловили их широкое распространение.

### в) Практические схемы

В ламповом ЭМУ прибора У1-6 первый каскад выполнен (рис. 6-10) на субминиатюрном электрометрическом пентоде ЭМ-10 по схеме с общим катодом. Начальное смещение на управляющей сетке устанавливается резистором  $R_1$ . Регулировка нуля осуществляется

изменением потенциала экранной сетки: резисторами  $R_2$  и  $R_3$  грубо и резистором  $R_4$  плавно. Второй каскад выполнен также по схеме с общим катодом на лампе 1Ж18Б. В третьем каскаде усиления используется транзистор МП104 в схеме с общим эмиттером. Для повышения стабильности коэффициента передачи предусмотрена ООС через резистор  $R_5$  в цепи эмиттера. Выходным каскадом служит эмиттерный повторитель на транзисторе МП104. Нагрузкой ЭМУ является делитель  $R_6—R_{10}$  для переключения пределов, отсчет-

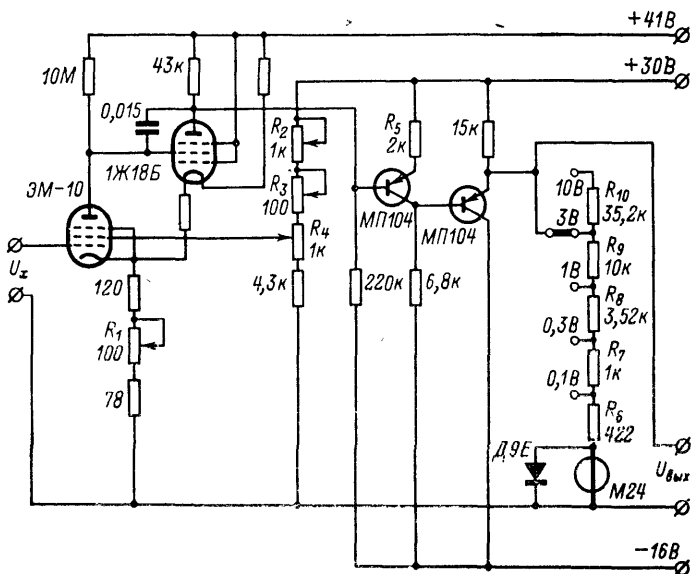


Рис. 6-10. Схема ЭМУ типа У1-6.

ный прибор М24 защищен от перегрузок диодом Д9Е. Общий коэффициент усиления ЭМУ составляет 1000—1500, распределение усиления по каскадам следующее:  $k_1=50 \div 80$ ,  $k_2=8$ ,  $k_3=3$ ,  $k_4=0,85$ . В приборе У1-6 этот ЭМУ охватывается последовательной или параллельной ООС, на рис. 6-10 она не показана.

В ЭМУ на рис. 6-11 транзисторный каскад после ЭМЛ работает в режиме усиления тока, т. е. управляется током. Это позволяет обойтись без согласующих каскадов, необходимых, если использовать после ЭМЛ усилитель на транзисторах, первый из которых работает в режиме усиления напряжения [Л. 6-18]. Усилитель собран по небалансной схеме, второй каскад выполнен на кремниевом  $p-n-p$ -транзисторе ОС201. Изменение температуры на  $1^\circ\text{C}$  изменяет ток на входе этого транзистора на  $10^{-9}$  А, при крутизне ЭМЛ типа МЕ1403 примерно 100 мкА/В это равносильно изменению сигнала на входе на 0,1 мВ. Коэффициент усиления по току первого транзисторного каскада равен 20; это позволяет не предъявлять высоких требований к следующим каскадам. Полный коэффициент усиления ЭМУ равен 4 000, при выходном сигнале 14 В достигается насыщение выходного



## Характеристики серийных ламповых электрометров

Тип	Изготовитель	Пределы измерения (полная шкала)	
		$U$	$I$
У1-6	„Измеритель“, Ленинград	0,1—10 В; 2,5—4%	$10^{-13}$ — $2 \cdot 10^{-8}$ А; 3—7%
У1-7	„Измеритель“, Ленинград	0,1—10 В; 2,5%	$10^{-11}$ — $10^{-7}$ А; 3—6%
ЕК6-7	„Пунане Рэт“, Таллин	0,1—10 В; 2,5%	$10^{-13}$ — $10^{-7}$ А; 4—6%
1230А	General Radio (США)	0,03—10 В; 2—4%	$3 \cdot 10^{-13}$ — $10^{-3}$ А; 3—10%
TR-85	Takeda Ricken (Япония)	0,03—10 В; 2%	$3 \cdot 10^{-13}$ — $10^{-4}$ А; 3—8%
Multi-dyne	Lemouzy (Франция)	0,01—20 В; 1—2%	$10^{-12}$ — $10^{-6}$ А; 2—5%

каскада, дрейф нуля при постоянной температуре составляет 0,25 мВ/ч, температурный дрейф 1 мВ/К. Порог чувствительности по напряжению равен 0,2—0,5 мВ. После введения ООС, которая на

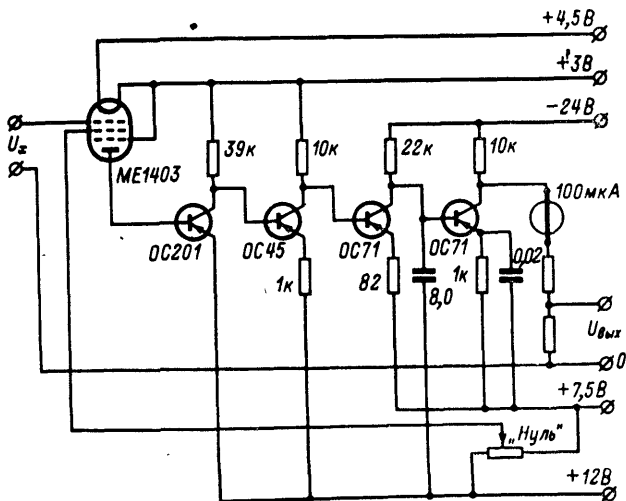


Рис. 6-11. Принципиальная схема ЭМУ с вторичным усилителем на транзисторах.

и погрешность	Дрейф нуля	Габариты, мм	Масса, кг
$R$			
—	2 мВ за 20 мин	240×190×120+Ø70×130	5,1
—			
10 <sup>8</sup> —10 <sup>16</sup> Ом; 4—10%	—	324×250×212	15
3·10 <sup>13</sup> —3·10 <sup>15</sup> Ом; 3—10%	2 мВ/ч	—	—
—	0,4—2 мВ/24 ч	170×250×240	—
10 <sup>6</sup> —10 <sup>14</sup> Ом; 2—5%	—	440×300×300	17

рис. 6-11 не показана, пределы измерения (полная шкала) прибора с таким ЭМУ составляют от 10 мВ до 10 В.

### г) Ламповые ЭМУ с преобразованием

При использовании ЭМЛ как преобразователя постоянного тока в переменный (§ 4-1) нелинейность характеристик лампы и наличие емкостных связей между ее электродами затрудняют разделение входных цепей и цепей управления и получить малые собственные помехи не удастся. Если очень высокая чувствительность не требуется, такие схемы могут оказаться удобными.

В схеме на рис. 6-12 входной каскад выполнен на стержневой лампе с отдельным выводом анода через купол баллона. Лампа работает в обращенном режиме. Модулирующий сигнал от генератора  $G$  подается на первую сетку, модулированный сигнал со второй и третьей сеток выделяется резонансным контуром, образованным первичной обмоткой трансформатора  $Tr$  и конденсатором  $C$  и настроенным на частоту генератора. Со вторичной обмотки  $Tr$  сигнал подается на трехкаскадный усилитель переменного тока  $У$  и демодулятором  $D$  преобразуется в постоянное напряжение, пропорциональное входному. Начальный режим лампы устанавливается резисторами  $R_1—R_5$  и стабилитроном  $Ст$ . Схема питается от стабилизированного источника  $ИП$  с незаземленным выходом. Изменение входного напряжения ведет к такому же изменению напряжения на всех остальных электродах и на экране, что уменьшает влияние входной

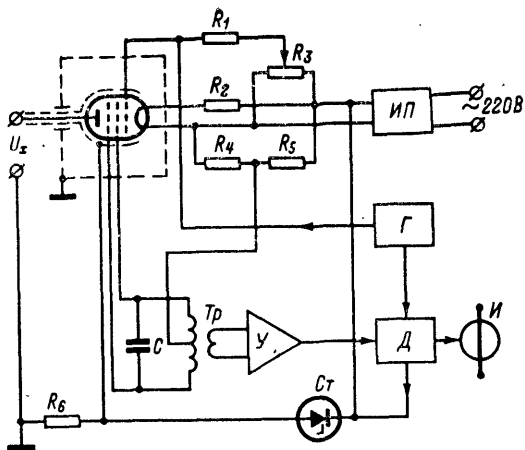


Рис. 6-12. Схема лампового ЭМУ с модуляцией.

емкости. Разности потенциалов между электродами остаются неизменными, что повышает стабильность работы прибора. Выходной сигнал демодулятора измеряется прибором *И*. Такой электрометрический усилитель имеет постоянную 20 мВ/дел, входное сопротивление  $10^{14}$ — $10^{15}$  Ом, входную емкость 0,3—0,6 пФ, дрейф нуля — единицы милливольт в сутки.

#### д) Серийные приборы

На базе ламповых ЭМУ выполняют обычно недорогие универсальные электрометрические приборы средней чувствительности для измерения напряжений, токов, зарядов и сопротивлений (табл. 6-2).

Диапазоны и точность измерений зависят от параметров ЭМУ и пассивных электрометрических преобразователей. Погрешность измерения напряжений чаще всего определяется выходным прибором, а на чувствительных пределах измерения еще и нестабильностью нулевого уровня. При измерении токов, зарядов и сопротивлений добавляется погрешность пассивных преобразователей.

## ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

### 7-1. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

#### а) Общие сведения

Полевые транзисторы представляют собой приборы, управляемые напряжением. Они имеют малый уровень собственных помех. Особенно пригодны для построения электрометрических преобразователей напряжения полевые транзисторы с изолированным затвором; их входное сопротивление достигает  $10^{15}$  Ом, а входной ток лежит на уровне  $10^{-15}$  А и ниже. Входной ток полевых транзисторов с управляемым полупроводниковым переходом на входе определяется неосновными носителями в запертом переходе и для кремниевых приборов составляет  $10^{-12}$ — $10^{-10}$  А. Они не позволяют выполнить электрометрический преобразователь с высокой чувствительностью по току, и основное внимание в дальнейшем будет уделено транзисторам с изолированным затвором. Полевые транзисторы были предложены еще в 1939 г. [Л. 7-14]. Первые работы по ним выполнены после войны [Л. 7-44], а начало промышленного внедрения относится к 1962—1964 гг. За прошедшее время освоен серийный выпуск полевых транзисторов и электрометрической аппаратуры на их основе, опубликовано много работ [Л. 7-10, 7-14, 7-16, 7-19, 7-43, 7-54].

#### б) Принцип действия

Полевые транзисторы с изолированным затвором [Л. 7-6, 7-7, 7-14, 7-35, 7-52] выполняются с проводящим каналом или с индуцированным. В первых (рис. 7-1) на пластине полупроводника, например с дырочной проводимостью, на небольшом расстоянии друг от друга создаются две сильно легированные области с электронной проводимостью: исток *И* и сток *С*. Они соединены тонким приповерхностным каналом с тем же

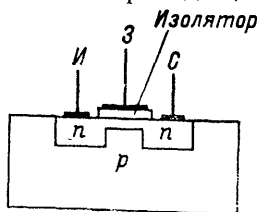


Рис. 7-1. Структура полевого транзистора с проводящим каналом.

типом проводимости. На канал нанесен тонкий слой изолирующего материала, покрытый металлической пленкой, которая образует управляющий электрод, называемый затвором 3.

Электрическое поле, создаваемое напряжением на затворе, изменяет концентрацию носителей заряда в канале и тем самым сопротивление участка исток — сток. Если канал имеет электронную проводимость, отрицательное напряжение на затворе увеличивает его проводимость и ток в цепи стока. Этот режим называют режимом обогащения. При положительном напряжении канал работает в режиме обеднения, вплоть до запирания канала. Если канал выполнен с дырочной проводимостью, то при отрицательном напряжении на затворе имеет место режим обеднения, а при положительном — обогащения.

В транзисторах с индуцированным каналом проводимость между стоком и истоком образуется лишь при наличии напряжения на затворе за счет обогащения приэлектродного слоя. Изменение потенциала затвора изменяет толщину инверсионного слоя и концентрацию носителей заряда в нем, проводимость канала и ток в цепи сток — исток изменяются. Такие транзисторы работают только в режиме обогащения. При напряжении на затворе, меньшем некоторого значения, называемого пороговым, ток канала равен нулю.

## в) Разновидности

Транзисторы с изолированным затвором делятся [Л. 7-16] на два класса: со структурой металл—окисел—полупроводник (МОП-транзисторы) и тонкопленочные

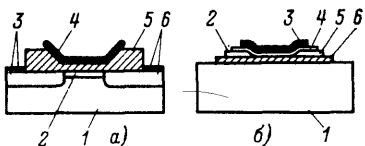


Рис. 7-2. Конструкции полевых транзисторов с МОП-структурой (а) и тонкопленочного (б).

а: 1 — подложка (Si); 2 — канал; 3 — сток; 4 — затвор (Al); 5 — изолятор ( $\text{SiO}_2$ ); 6 — исток; б: 1 — подложка (изолятор); 2 — сток; 3 — затвор; 4 — напыленный изолятор; 5 — исток; 6 — напыленный полупроводник.

полевые транзисторы (ТПТ). МОП-транзисторы (рис. 7-2,а) имеют кольцевую или линейную геометрию. Процесс их изготовления базируется на диффузии примесей  $n$ -типа в слаболегированный материал  $p$ -типа. В ТПТ (рис. 7-2,б) полупроводниковый канал, обычно из сульфида кадмия, осаждают из паровой фазы на стеклянную или керамиче-

скую подложку. Затем на пленку, образующую канал, последовательно осаждают металлические электроды стока и истока, изолирующий слой и металлический контакт для затвора. Микропоры в изоляционной пленке не позволяют получить входное сопротивление ТПТ выше  $10^9$  Ом, во входных электрометрических преобразователях напряжения, т. е. в первом каскаде ЭМУ, они не используются.

### г) Схема замещения

Сопротивления контактов электродов полевых транзисторов с полупроводниковым материалом  $R_z$ ,  $R_c$  и  $R_{и}$  (рис. 7-3) лежат на уровне сотен ом. Наибольшее влияние на работу транзистора оказывает  $R_{и}$ , создающее

ООС в каскаде с общим истоком или общим стоком (см. § 7-3). Сопротивления  $R_z$  и  $R_c$  малы по сравнению с внешними сопротивлениями в цепях электродов, и их можно не учитывать. Сопротивления между затвором и истоком  $R_{з,и}$  и между затвором и стоком  $R_{з,с}$  МОП-транзистора представлены утечками через изоляционную пленку и составляют  $10^{12}$ — $10^{15}$  Ом. У транзистора с  $p$ - $n$ -переходом они определяются сопротивлением запертого перехода и не превышают  $10^9$  Ом. Емкости между электродами затвор—сток  $C_1$ , затвор—исток  $C_2$  и сток—исток  $C_3$  по проявлениям аналогичны проходной, входной и выходной емкостям электронной лампы. Они лежат в пределах единиц пикофарад, а для транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом могут доходить до десятков пикофарад. Входная емкость зависит от напряжения на затворе, на характер этой зависимости влияет напряжение на стоке [Л. 7-6]. Ток на выходе транзистора характеризуется на схеме замещения генератором  $SU_x$ , включенным параллельно сопротивлению канала  $R_k$ , где  $S$ —крутизна стоково-затворной характеристики. При прочих равных условиях она пропорциональна емкости затвора. Технология изготовления МОП-транзисторов позволяет получать затворы с малыми размерами, т. е. с малой

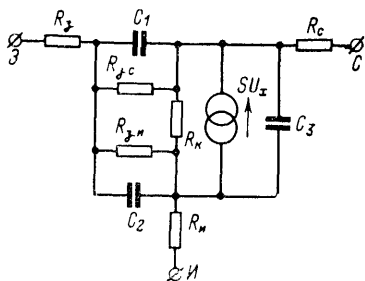


Рис. 7-3. Схема замещения полевого транзистора.

$10^{12}$ — $10^{15}$  Ом. У транзистора с  $p$ - $n$ -переходом они определяются сопротивлением запертого перехода и не превышают  $10^9$  Ом. Емкости между электродами затвор—сток  $C_1$ , затвор—исток  $C_2$  и сток—исток  $C_3$  по проявлениям аналогичны проходной, входной и выходной емкостям электронной лампы. Они лежат в пределах единиц пикофарад, а для транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом могут доходить до десятков пикофарад. Входная емкость зависит от напряжения на затворе, на характер этой зависимости влияет напряжение на стоке [Л. 7-6]. Ток на выходе транзистора характеризуется на схеме замещения генератором  $SU_x$ , включенным параллельно сопротивлению канала  $R_k$ , где  $S$ —крутизна стоково-затворной характеристики. При прочих равных условиях она пропорциональна емкости затвора. Технология изготовления МОП-транзисторов позволяет получать затворы с малыми размерами, т. е. с малой

емкостью, и они имеют большее отношение крутизны к емкости, чем транзисторы с  $p-n$ -переходом.

#### д) Вольт-амперные характеристики

Выходные характеристики полевого транзистора, дающие зависимость тока стока от напряжения стока при различных напряжениях на затворе, по виду аналогичны анодным характеристикам электровакуумного пентода. В транзисторе с проводящим каналом при за-

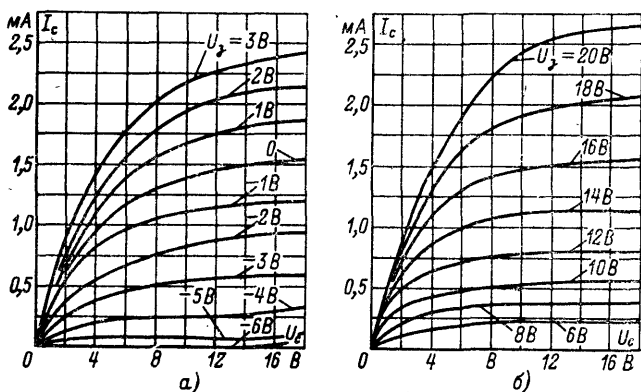


Рис. 7-4. Характеристики полевых транзисторов.

а — с проводящим каналом; б — с индуцированным каналом.

данном напряжении затвора ток стока вначале растет пропорционально напряжению стока, т. е. напряжению на канале (рис. 7-4,а). Затем пропорциональность нару-

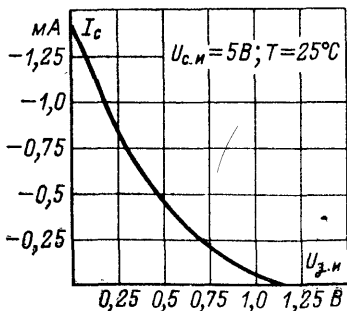


Рис. 7-5. Характеристика передачи транзистора с каналом  $p$ -типа.

шается вследствие сужения канала, и при некотором напряжении, называемом напряжением отсечки или насыщения, ток в канале становится независимым от напряжения. Ток насыщения зависит от напряжения смещения на затворе. Выходные характеристики транзисторов с индуцированным каналом (рис. 7-4,б) аналогичны, за исключением того, что такие транзисторы мо-

гут работать только при определенной полярности управляющего напряжения, а транзисторы с проводящим каналом при обеих [Л. 7-10].

Характеристика передачи (рис. 7-5), представляющая собой зависимость тока стока от напряжения затвор — исток при заданном напряжении стока, в большинстве случаев с хорошим приближением может быть описана уравнением параболы [Л. 7-16]. Наибольшая крутизна характеристики  $S = dI_c/dU_{з.и}$  получается при малых смещениях  $U_{з.и}$ . Максимальная крутизна обратно пропорциональна сопротивлению канала. Современная технология позволяет без существенного ухудшения других параметров транзистора получать крутизну в пределах 0,5—2 мА/В. Это значительно больше, чем у электрометрических ламп (0,01—0,1 мА/В), и облегчает конструирование последующих каскадов усиления.

### е) Измерение характеристик

Выходные характеристики полевых транзисторов определяются экспериментально тривиальными методами [Л. 7-11, 7-21, 7-24, 7-28]. Для измерения входных характеристик и низкочастотных шумов [Л. 7-9] пригодны те же методы, что и для электрометрических ламп (§ 6-2).

### ж) Влияние температуры

Приведенный ко входу температурный дрейф полевого транзистора зависит [Л. 7-16] от напряжения насыщения стока  $U_{нас}$  и тока стока (рис. 7-6). Под  $I_{с.нас0}$  понимается ток в цепи стока транзистора, включенного по схеме с общим истоком, при затворе, накоротко замкнутом с истоком. Как видно из рис. 7-6, можно подобрать режим работы транзистора, при котором температурный дрейф равен нулю. Другим путем уменьшения температурного дрейфа является использование температурной компенсации, например,

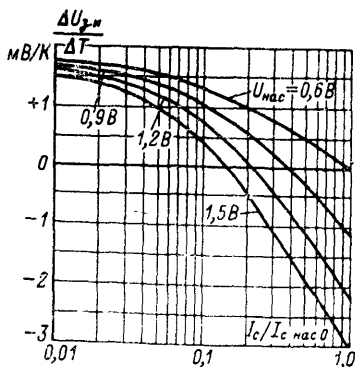


Рис. 7-6. Температурный дрейф полевых транзисторов.



включением на выходе каскада обычных транзисторов, имеющих температурный коэффициент противоположного знака.

При изменениях температуры изменяется подвижность основных носителей и тем самым крутизна характеристики полевого транзистора. Эта зависимость определяется конструкцией транзистора и используемыми материалами, для кремниевых МОП-транзисторов она незначительна [Л. 7-14]. Ток затвора МОП-транзистора мало зависит от температуры, и они могут работать при высоких температурах, а также при низких, вплоть до гелиевых [Л. 7-30]. У транзисторов с *p-n*-переходом ток затвора удваивается при увеличении температуры на каждые  $8^{\circ}\text{C}$ .

### з) Радиационные свойства

Радиационные воздействия изменяют состояние поверхности и объемные свойства полупроводника. Поверхностные эффекты обусловлены взаимодействием ионизированного газа в корпусе прибора с остаточными примесями на поверхности полупроводника. Объемные изменения вызываются образованием электронно-дырочных пар и структурных дефектов в кристаллической решетке. Электронно-дырочные пары увеличивают проводимость материала, это влияние пропадает с прекращением облучения. Нарушения структуры решетки сохраняются и после прекращения облучения. Изменения усилительных свойств полевых транзисторов с *p-n*-переходом под влиянием радиоактивного излучения в 100—1000 раз меньше, чем в биполярных [Л. 7-14].

## 7-2. СОБСТВЕННЫЕ ПОМЕХИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

### а) Ток затвора

Изолятор затвора МОП-транзистора представляет собой тонкую пленку  $\text{SiO}_2$ . Требования к его исполнению противоречивы — с уменьшением толщины изолятора повышается крутизна характеристики, но увеличиваются проводимость и емкость, а при напряженностях поля выше  $10^6$  В/см в изоляторе возникает собственная проводимость. При рассмотрении физических процессов, происходящих в изоляторе и определяющих ток и сопротивление затвора, учитываются [Л. 7-14] электронная проводимость, в том числе инжекция носителей заряда

над потенциальным барьером, туннелирование, влияние пространственного заряда, дефекты изоляторов, ионная и поверхностная проводимости. Возможны гистерезисные эффекты, появление нелинейных зависимостей и пр. Для упрощенной модели изолятора, учитывающей только объемную проводимость изолятора и допускающей, что электрическое поле в окисном слое является однонаправленным, ток затвора равен:

$$I_3 = - \frac{z l}{x} \sigma \left( \frac{2U_{з.и} + U_{нас}}{2} \right),$$

где  $z$ ,  $l$  и  $x$  — ширина, длина и толщина затвора;  $\sigma$  — удельная проводимость материала пленки;  $U_{з.и}$  — напряжение затвор — исток;  $U_{нас}$  — напряжение насыщения затвора.

При  $U_{з.и} = -U_{нас}/2$  должен иметь место нулевой ток затвора. У серийных МОП-транзисторов удается снизить ток затвора до  $10^{-14}$ — $10^{-15}$  А, в МОП-транзисторах с эквипотенциальной защитой затвора [Л. 7-36, 7-38] можно получить и меньшие токи. Однако для построения серийной электрометрической аппаратуры с предельной чувствительностью ЭМУ на МОП-транзисторах пока подходят в меньшей степени, чем ЭМУ на динамических конденсаторах. Следует, конечно, иметь в виду, что МОП-транзисторы для электрометрии только начинают развиваться, свойства их постоянно улучшаются и можно ожидать, что со временем ЭМУ на МОП-транзисторах будут иметь чувствительность, близкую к той, которая реализуется сейчас с помощью динамических конденсаторов.

## б) Шумы

В МОП-транзисторах имеются три основных источника шумов: дробовой шум тока затвора, тепловые шумы сопротивлений канала, затвора, стока и истока и фликкер-шумы, вызываемые генерационно-рекомбинационными эффектами. Дробовой шум определяет шумы по току, для МОП-транзисторов он невелик, а для транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом может быть значительным.

Тепловые шумы полевого транзистора невелики, эквивалентное шумовое сопротивление для тепловых шумов в канале связано с крутизной характеристики транзистора зависимостью  $R_{ш} = 2/3S$  [Л. 7-14]. Следствием тепловых шумов в канале являются так называемые шумы, индуцированные в цепи затвора. Флуктуации за-

ряда в канале вызывают равные, но противоположные по знаку флуктуации заряда на затворе, создавая колебания тока в цепи затвора. Уровень этих шумов зависит от конструктивных параметров транзистора и его режима [Л. 7-14].

Наиболее существенными для МОП-транзисторов являются фликкер-шумы, спектральная плотность которых зависит от частоты по закону  $1/f^\alpha$ , где  $\alpha$  для серийных транзисторов лежит в пределах от 1 до 1,4 в зависимости от напряжения на затворе [Л. 7-31]. Часто фликкер-шумы называют  $1/f$ -шумами. Фликкер-шумы в полевых транзисторах обусловлены локальными изменениями электрических свойств материала, в частности дефектами кристаллической решетки материала канала. Особенно часто шум такого характера дают поверхности, поскольку они сильно подвержены различным влияниям. Причиной фликкер-шумов могут быть ловушки на поверхности. Согласно туннельной модели шумов в МОП-транзисторе ловушки равномерно распределены в окиси на глубину около 0,005—0,01 мкм от границы. Электроны туннелируют из канала к ловушкам и наоборот, создавая шумы. Фликкер-шумы сильно зависят от технологии изготовления транзистора. У первых МОП-приборов они были значительны [Л. 7-47], совершенствование технологии позволило существенно их уменьшить.

Как и для электрометрических ламп (§ 6-2), результирующее шумовое сопротивление МОП-транзисторов может быть представлено в виде  $R'_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{ЭКВ}} (1 + f_0/f)$ , где ориентировочно  $R_{\text{ЭКВ}} = 10^3$  Ом и  $f_0 = 5 \cdot 10^5$  Гц. Для низких частот, когда  $f_0 \gg f$ , получаем  $R'_{\text{ЭКВ}} = 5 \cdot 10^8 / f$ , т. е. практически те же значения, что и для электрометрической лампы. Шумы транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом несколько меньше.

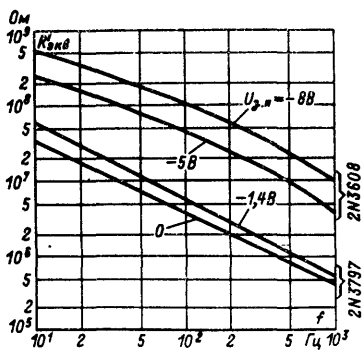


Рис. 7-7. Зависимость эквивалентного шумового сопротивления полевых транзисторов с изолированным затвором от частоты.

На рис. 7-7 приведены экспериментальные зависимости эквивалент-

ного шумового сопротивления от частоты для двух МОП-транзисторов: 2N3608 с  $p$ -каналом и работающего в режиме обогащения и 2N3797 с  $n$ -каналом и работающего в режиме обеднения. Эквивалентное шумовое сопротивление транзистора 2N3797 соответствует среднему значению, указанному выше, а у транзистора 2N3608 раз в 10 больше. Таким образом, приведенными значениями  $R_{\text{экв}}$  и  $f_0$  можно пользоваться лишь как ориентировочными, а точные значения нужно находить экспериментально для каждого транзистора.

### в) Дрейф нуля

Причинами дрейфа ЭМУ на МОП-транзисторах являются старение транзисторов, сверхнизкочастотные фликкер-шумы, колебания питающих напряжений и изменения температуры. Старение проявляется в снижении тока насыщения и увеличении тока затвора. Нестабильность может также вызываться загрязнением оксидного слоя затвора положительными ионами. Собственный дрейф МОП-транзисторов оценивается равным порядка 0,1 мВ/ч, т. е. таким же, как и для электрометрических ламп.

Нестабильность питающих напряжений проявляется в ЭМУ на МОП-транзисторах так же, как в любых других усилителях с непосредственными связями каскадов. Для уменьшения этих влияний применяют высокостабильные источники питания и прибегают к схемным мерам, в частности к использованию дифференциальных каскадов. Последнее уменьшает и температурный дрейф, особенно если используются спаренные в одном корпусе транзисторы. Спаренные МОП-транзисторы уже выпускаются серийно.

## 7-3. СХЕМЫ И СВОЙСТВА ЭМУ НА МОП-ТРАНЗИСТОРАХ

### а) Входные каскады

Полевой транзистор может быть включен [Л. 7-10, 7-16] по схемам с общим истоком, общим стоком и общим затвором. В схеме с общим затвором вход каскада низкоомный, и она не используется в электрометрии. Электрометрические усилители на МОП-транзисторах выполняются с непосредственными связями каскадов, преобразование постоянного тока в переменный во входном каскаде ЭМУ не используется, хотя в принципе воз-

можно [Л. 7-23]. Широко распространенные [Л. 7-34, 7-49] преобразователи рода тока на полевых транзисторах, в которых управляющее переменное напряжение подается на затвор, имеют обычно низкое входное сопротивление и поэтому не обеспечивают столь высокой чувствительности по току, как обычные электрометрические преобразователи напряжения на МОП-транзисторах.

Для схемы с общим истоком характерны высокие значения входного и выходного сопротивлений. Полярности входного и выходного сигналов противоположны. Эта схема подобна ламповому каскаду с анодной на-

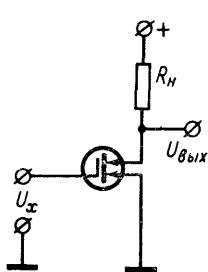


Рис. 7-8. Включение полевого транзистора по схеме с общим истоком.

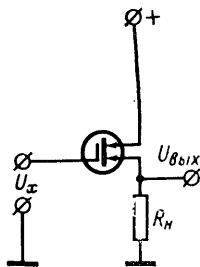


Рис. 7-9. Включение полевого транзистора по схеме с общим стоком.

грузкой, в том числе по полярности питающих напряжений, если используется транзистор с каналом  $n$ -типа (рис. 7-8). Для транзистора с каналом  $p$ -типа полярности питающих напряжений обратные. Коэффициент усиления по напряжению равен  $\mu R_N / (R_i + R_N)$ , где  $R_i$  — динамическое сопротивление канала;  $R_N$  — сопротивление нагрузки;  $\mu = SR_i$  — коэффициент усиления транзистора. При включении в цепь истока резистора для создания автоматического смещения на затворе возникает ООС и коэффициент усиления уменьшается.

Для схемы с общим стоком или истокового повторителя (рис. 7-9) характерны высокие значения входного и низкие выходного сопротивлений. Полярность выходного сигнала та же, что и входного. Эта схема подобна ламповому катодному повторителю, в том числе по полярности питающих напряжений, если используется

транзистор с каналом  $n$ -типа. Коэффициент передачи равен  $SR_H/(1+SR_H)$ .

На выходе МОП-транзисторов обычно используются биполярные транзисторы. Рациональное совместное включение позволяет получить ряд выгод. Существует [Л. 7-4, 7-10, 7-45, 7-48] несколько вариантов комбинированных входных каскадов (рис. 7-10). Каждый из них имеет свои достоинства и недостатки, о чем подробнее можно узнать в указанной литературе.

### б) Защита от перегрузок

МОП-транзисторы разрушаются при напряжениях на затворе порядка 30 В [Л. 7-15]. Для защиты входных каскадов ЭМУ на МОП-транзисторах предусматриваются защитные цепочки на полупроводниковых диодах [Л. 7-27, 7-47], биполярных транзисторах [Л. 7-32] или неоновой лампе. Такие схемы выдерживают перегрузки до 100—1000 В. Последовательно со входом ЭМУ включается добавочное сопротивление, а вход ЭМУ шунтируется, например двумя кремниевыми планарными транзисторами  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$ -типа во встречно-параллельном включении (рис. 7-11). В нормальном режиме транзисторы заперты, при перегрузке один из них (в зависимости от полярности напряжения перегрузки) открывается и напряжение гасится на добавочном сопротивлении. При выбранном режиме ток утечки защитных транзисторов примерно в 100 раз меньше начального тока коллектора  $I_{K0}$ , суммарный ток утечки не

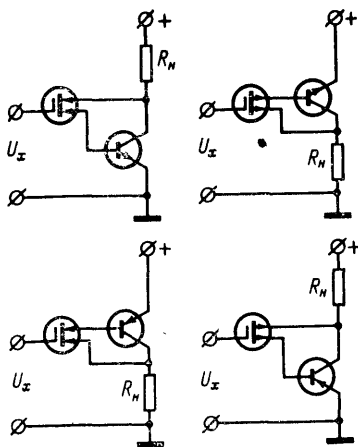


Рис. 7-10. Способы непосредственного соединения полевых и биполярных транзисторов.

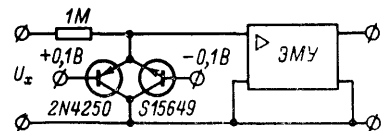


Рис. 7-11. Защита от перегрузки с помощью транзисторов.

транзисторы заперты, при перегрузке один из них (в зависимости от полярности напряжения перегрузки) открывается и напряжение гасится на добавочном сопротивлении. При выбранном режиме ток утечки защитных транзисторов примерно в 100 раз меньше начального тока коллектора  $I_{K0}$ , суммарный ток утечки не

превышал  $10^{-14}$  А в диапазоне от 20 до 70°C. Кроме малого тока утечки защитные элементы должны обеспечивать большое сопротивление в запертом состоянии, иначе ток тепловых шумов будет велик. Имеются сообщения о выпуске специализированных защитных диодов.

Возможно повреждение МОП-транзисторов и до постановки в аппаратуру, в процессе транспортировки, хранения, особенно монтажа. Чтобы избежать появления электростатического заряда на затворе в результа-

Таблица 7-1

**Характеристики серийных приборов на МОП-транзисторах**

Тип	Изготовитель	Пределы измерения (полная)	
		U	I
602	Keithley Instruments (США)	1 мВ—10 В; 1%	$10^{-14}$ —0,3 А; 2—4%
610С	Keithley Instruments (США)	1 мВ—100 В; 1%	$10^{-14}$ —0,3 А; 2—4%
TR-8641	Takeda Ricken (Япония)	—	$10^{-12}$ — $10^{-2}$ А; 3%
TE-980	Tek—Elec	10 мВ—100 В	$10^{-12}$ — $10^{-6}$ А
GVM-30	Radiometer (Франция)	1 мВ—300 В	$3 \cdot 10^{-11}$ — $3 \cdot 10^{-4}$ А

Таблица 7-2

**Характеристики серийных операционных ЭМУ на МОП-транзисто**

Тип	Изготовитель	Полное входное сопротивление	Коэффициент усиления	Дрейф нуля
311	Analog Devices (США)	$2 \cdot 10^{14}$ Ом	—	10 мкВ/К; $10^{-15}$ А/К
300	Keithley Instruments (США)	$10^{14}$ Ом, $C_{вх} = 10$ пФ	20 000	$10^{-15}$ А/24 ч; $10^{-15}$ А/К; 0,5 мВ/ч; 0,5 мВ/К
301	Keithley Instruments (США)	$5 \cdot 10^{12}$ Ом, $C_{вх} = 10$ пФ	50 000	$10^{-15}$ А/24 ч; 1 мВ/неделю, 150 мкВ/К
302	Keithley Instruments (США)	$10^{13}$ Ом, $C_{вх} = 5$ пФ	12 000	$10^{-15}$ А/24 ч; 1 мВ/неделю; 150 мкВ/К

те трения выводов о пластмассовую тару при транспортировке и хранении, выводы транзистора соединяют между собой, а транзисторы помещают в проводящую тару или оборачивают фольгой. Наиболее велика опасность выхода транзистора из строя при его монтаже. Человеческое тело имеет емкость около 150 пФ и может аккумулировать заряды, создающие потенциал до 300 В. Если этот заряд попадет на затвор, транзистор будет неизбежно пробит. Поэтому когда транзистор

шкала) и погрешность		Дрейф нуля	Габариты, мм	Масса, кг
Q	R			
$10^{-12}$ — $10^{-8}$ Кл; 5%	$10^2$ — $10^{13}$ Ом; 3—5%	1 мВ/24 ч; 150 мкВ/К	266×168×254	5,2
$10^{-13}$ — $10^{-5}$ Кл; 5%	$10^2$ — $10^{14}$ Ом; 3—5%	1 мВ/24 ч; 150 мкВ/К	266×168×254	4,8
—	—	2%/24 ч; 1%	250×149×240	6,5
—	$10^4$ — $10^{10}$ Ом	0,2 мВ/ч	—	—
—	$10^3$ — $3 \cdot 10^6$ Ом	—	—	—

рах

Паразитный ток, А	Шумы	Полоса пропускания
$10^{-14}$	$2 \cdot 10^{-16}$ А (эффективное значение) при $\Delta f = 0 \div 2$ Гц	—
$5 \cdot 10^{-14}$	$5 \cdot 10^{-15}$ А (двойная амплитуда); 5 мкВ (эффективное значение) при $\Delta f = 0,1 \div 10$ Гц	150 Гц
$10^{-14}$	$5 \cdot 10^{-15}$ А (двойная амплитуда); 10 мкВ (эффективное значение) при $\Delta f = 0,1 \div 10$ Гц	—
—	$5 \cdot 10^{-15}$ А (двойная амплитуда); 10 мкВ (эффективное значение) при $\Delta f = 0,1 \div 10$ Гц	150 кГц



берут руками, его выводы должны быть соединены между собой или заземлены. Все монтажные инструменты должны заземляться. Паяльник во время пайки должен быть отключен от сети и заземлен.

### в) Практические схемы

МОП-транзисторы имеют большую крутизну характеристики, и на их базе легко выполнить однокаскадный электрометр. Чаще используются ЭМУ на МОП-транзисторах с ООС [Л. 7-8, 7-13, 7-25, 7-33, 7-40, 7-50].

На рис. 7-12 приведена схема ЭМУ с параллельной ООС, входной каскад которого выполнен на сдвоенном МОП-транзисторе типа

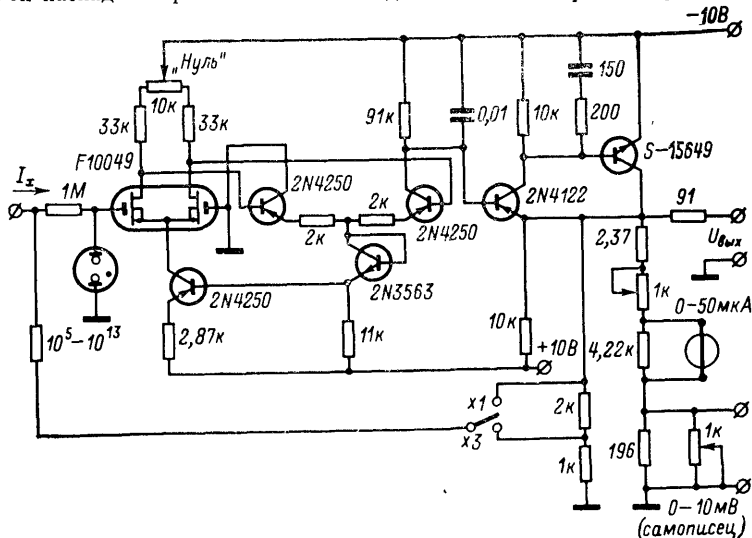


Рис. 7-12. Схема электрометра на сдвоенном МОП-транзисторе.

F10049. В схеме используется шесть биполярных транзисторов, режимы которых подобраны так, чтобы получить малое влияние температуры. Коэффициент усиления в петле ООС около 200. Входной МОП-транзистор защищен от перегрузок с помощью неоновой лампы. При сопротивлении в цепи ООС, равном  $10^{13}$  Ом, уровень шумов по току от пика до пика составляет  $5 \cdot 10^{-16}$  А.

### г) Серийные приборы

Электрометрическая аппаратура на МОП-транзисторах, в частности универсальная (табл. 7-1), выпускается за рубежом серийно. В ней обеспечиваются достаточно высокие характеристики, допустимые перенапряжения составляют от 100 до 1000 В. МОП-транзисторы оказа-

лись также удобными для построения ЭМУ с симметричным входом (табл. 7-2). В целом ЭМУ на МОП-транзисторах по свойствам близки к ЭМУ на электрометрических лампах.

Такие ЭМУ выпускаются серийно без элементов ООС, что дает возможность потребителю выполнять с их помощью самые разнообразные электрометрические измерители. Поэтому такие ЭМУ называют операционными.

## Глава восьмая

# ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ—МОДУЛЯТОРАМИ НА ТВЕРДОМ ТЕЛЕ

## 8-1. ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ НА ВАРИКАПАХ

### а) МОП-диоды

Преобразователи постоянного напряжения в переменное на управляемых полупроводниковых емкостях (их называют варикапами, пикодиодами, емкостными диодами, нелинейными полупроводниковыми конденсаторами) широко используются в усилителях постоянного тока. Использование полупроводникового диода с МОП-структурой (поверхностного варикапа) позволяет применить этот принцип для создания ЭМУ. В МОП-диоде [Л. 8-1] поверхность полупроводника 1 (рис. 8-1) покрывается тонкой пленкой диэлектрика 2 из двуокиси кремния или титана. На пленку наносится металлический электрод 3 с выводом 5. С противоположной стороны полупроводника выполняется омический контакт 4 с выводом 6.

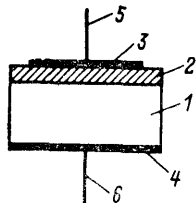


Рис. 8-1. Схематическая конструкция МОП-диода.

Входное сопротивление МОП-диода, как и в МОП-транзисторах, определяется изоляционной пленкой и может составлять  $10^{13}$ — $10^{15}$  Ом. Оно мало зависит от температуры. Собственные помехи МОП-диодов имеют ту же природу и уровень, что и в МОП-транзисторах. Емкость МОП-диода состоит из емкости пленки диэлектрика и поверхностной емкости полупроводника, соеди-

ненных последовательно. Первая не зависит от приложенного к диоду напряжения, а вторая зависит вследствие образования инверсионного слоя на поверхности полупроводника. В результате изменяется емкость диода в целом.

МОП-диод при использовании его в преобразователе постоянного напряжения в переменное характеризуется крутизной вольт-фарадной характеристики  $S = dC/dU$ ,

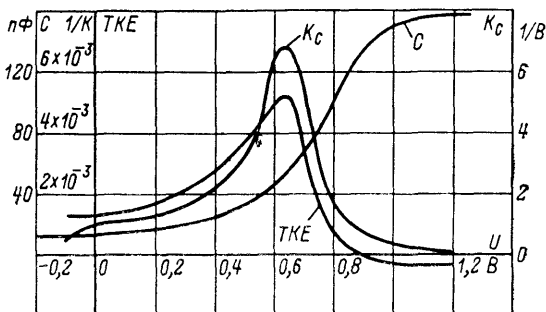


Рис. 8-2. Зависимость параметров МОП-диода от напряжения смещения.

коэффициентом нелинейности  $K_c = S/C$  и температурным коэффициентом емкости. Эти параметры зависят от постоянного напряжения смещения. Для МОП-диода со структурой  $Ag-SiO_2-Si$  и толщиной изолирующей пленки из  $SiO_2$  порядка  $0,02-0,025$  мкм эти зависимости показаны на рис. 8-2. Максимальный коэффициент нелинейности равен  $5$   $1/V$ , коэффициент перекрытия  $C_{\max}/C_{\min} = 14$ . Можно работать при напряжениях смещения любой полярности. К недостаткам МОП-диода относятся низкая добротность, высокие ТКЕ в рабочей области, нестабильность вольт-фарадной характеристики вследствие нестабильности заряда в МОП-структуре. Их можно ослабить совершенствованием технологии изготовления МОП-структуры.

Электрометрические усилители на МОП-диодах находятся на самом начальном этапе своего развития. Больше распространение получили усилители на варикапах с запертым  $p-n$ -переходом, однако они не позволяют получить высокую чувствительность по току.

## б) Собственные помехи

Помехи МОП-диода по току определяются собственным паразитным током и дробовыми шумами и могут быть малыми. У варикапов с запертым  $p-n$ -переходом ток перехода определяется неосновными носителями и для кремниевых переходов лежит на уровне  $10^{-10}$  А. Дробовые шумы в этом случае значительны. Входной ток таких варикапов изменяется [Л. 8-11] на одну треть на каждый  $1^\circ\text{C}$ .

Собственные помехи варикапа по напряжению имеют [Л. 8-9] две составляющие: тепловой шум последовательного сопротивления (объемного сопротивления полупроводника, выводов и контактов) и фликкер-шум, связанный с явлениями на поверхности  $p-n$ -перехода и канальными эффектами. Последовательное сопротивление варикапа не превышает нескольких десятков ом, и его тепловой шум мал. Уровень фликкер-шума зависит от устройства и технологии изготовления варикапа. Для  $p-n$ -варикапов основная составляющая фликкер-шума, связанная с эффектом захвата и рекомбинацией носителей, при соответствующей обработке поверхности  $p-n$ -перехода практически равна нулю [Л. 8-9]. Напряжение шумов варикапного преобразователя в полосе 1 Гц может не превышать  $0,01-0,02$  мкВ [Л. 8-11]. Основным источником помех по напряжению является дрейф нуля вследствие изменений параметров  $p-n$ -варикапа (барьерной емкости, последовательного и шунтирующего сопротивлений перехода) от температуры. По данным [Л. 8-9] температурный дрейф нуля преобразователя на одном варикапе лежит в пределах  $0,5-3$  мВ/К, а при дифференциальном включении варикапов в зависимости от тщательности подбора пар варикапов уменьшается на 1—3 порядка. В лучшем случае он может быть снижен до  $60-160$  мкВ/К [Л. 8-11].

## в) Входные преобразователи

Входные электрометрические преобразователи напряжения на МОП-диодах могут выполняться по тем же схемам, что и преобразователи на обычных варикапах с запертым полупроводниковым переходом для высокочувствительных УПТ.

Известны три типа преобразователей на варикапах:

- 1) преобразователи с амплитудной модуляцией, в которых входной сигнал постоянного тока управляет амплитудой выходного сигнала переменного тока;

- 2) преобразователи с частотной модуляцией, в которых входной сигнал постоянного тока управляет частотой выходного сигнала переменного тока;

- 3) автогенераторные преобразователи, в которых мост на варикапах включен в цепь положительной обратной связи усилителя переменного тока и входной сигнал управляет амплитудой автоколебаний такого генератора.

Существующие варианты мостовых амплитудных модуляторов [Л. 8-2, 8-3, 8-10, 8-14, 8-16, 8-18, 8-23, 8-25, 8-28, 8-31, 8-32] различаются количеством управляемых варикапов, схемой их включения, видом элементов, образующих остальные элементы моста (резисторы, конденсаторы), и т. п. При отсутствии измеряемого сигнала

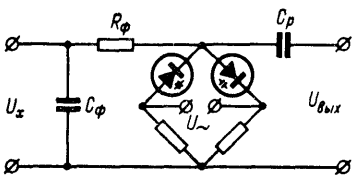


Рис. 8-3. Мостовой преобразователь на варикапах.

мост, например по рис. 8-3, предварительно уравнивается по отношению к управляющему напряжению  $U_{\sim}$  и переменный сигнал  $U_{\text{вых}}$  на его выходе равен нулю. Под действием измеряемого напряжения  $U_x$  емкость варикапов изменяется и равновесие моста нарушается.

Переменное напряжение  $U_{\text{вых}}$  пропорционально измеряемому, а его фаза определяется полярностью входного сигнала. Фильтр  $R_{\phi}C_{\phi}$  предупреждает попадание переменного напряжения на источник сигнала, разделительная емкость  $C_p$  пропускает на выход только переменную составляющую, пропорциональную  $U_x$ .

Если при  $U_x=0$  емкости варикапов равны  $C_0$ , а при наличии сигнала  $C_1=C_0-\Delta C(U_x)$  и  $C_2=C_0+\Delta C(U_x)$ , то коэффициент преобразования такой системы равен  $U_{\text{вых}}/U_x=U_{\sim}K_C/C$ . Напряжение  $U_{\sim}$  не может быть большим, иначе вследствие нелинейности варикапа возникнет выпрямление напряжения  $U_{\sim}$  на варикапе. Поэтому коэффициент преобразования определяется в основном коэффициентом  $K_C$  и при использовании обычных варикапов составляет 10—20%. Для его по-

вышения можно использовать резонансные цепи [Л. 8-2, 8-7, 8-10, 8-23].

Преобразователи на управляемых емкостях с частотной модуляцией выполняются с  $LC$ - и  $RC$ -цепями [3]. Первые наиболее пригодны при низких частотах преобразования [Л. 8-14], вторые — при высоких [Л. 8-21, 8-30]. В обоих случаях на выходе необходим преобразователь частоты в напряжение, тогда схема в целом может быть охвачена ООС.

### г) Автогенераторный ЭМУ

Основные отличия автогенераторных усилителей [Л. 8-9—8-11] от обычных усилителей постоянного тока типа МДМ заключаются в следующем:

отсутствует генератор возбуждающего напряжения;  
отсутствует фазочувствительный демодулятор, который заменен амплитудным детектором;

выходные цепи усилителя переменного тока связаны с входными цепями преобразующего устройства, т. е. имеется общая положительная обратная связь по переменному напряжению.

Схема усилителя в целом получается простой.

Основным узлом автогенераторного ЭМУ на МОП-диоде [Л. 8-5, 8-6] является автогенераторный преобразователь (АГП) (рис. 8-4). Усилитель переменного тока АГП выполнен на двух транзисторах П403 по каскодной схеме общий эмиттер — общая база с параллельным колебательным контуром в цепи коллектора. Такая схема имеет большие входное и выходное сопротивления и устойчивый коэффициент усиления. Применение ее в усилителе АГП обеспечивает стабильность частоты преобразования, которая определяется только собственной частотой резонансного контура. Тем самым достигается высокая стабильность коэффициента преобразования всего ЭМУ. Усилитель имеет коэффициент усиления по напряжению порядка 2500. Автогенераторный преобразователь работает на частоте 465 кГц.

Два плеча управляемого емкостного моста представлены обмотками трансформатора, одно — МОП-диодом и одно — конденсатором с емкостью 30 пФ, равной емкости МОП-диода в режиме оптимальной крутизны вольт-фарадной характеристики. При наличии сигнала постоянного тока мост разбалансируется и глубина положительной обратной связи АГП изменяется, что вызывает изменение амплитуды колебаний АГП, работающего в режиме с мягким возбуждением. Амплитуда переменного сигнала АГП пропорциональна измеряемому напряжению. Сигнал с АГП усиливается усилителем переменного тока на двух транзисторах П403, который аналогичен усилителю АГП, и выпрямляется диодом Д223, после которого включен УПТ. Последний собран на транзисторах МП105, включенных как составной эмиттерный повторитель. Сигнал ООС снимается с нагрузки

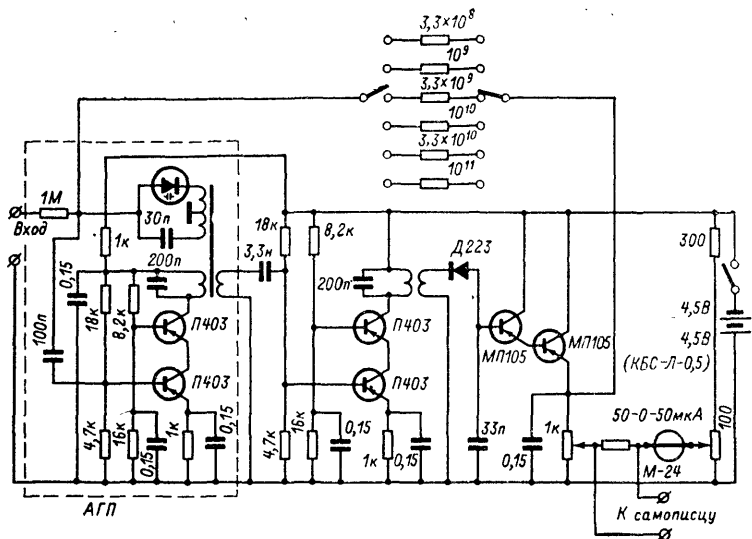


Рис. 8-4. Принципиальная схема электрометра на поверхностных варикапах.

эмиттерного повторителя. В цепь параллельной ООС ЭМУ включены резисторы с сопротивлениями от  $3,3 \cdot 10^8$  до  $10^{11}$  Ом, с помощью которых пределы измерения изменяются от  $3 \cdot 10^{-9}$  до  $10^{-12}$  А. Порог чувствительности по току составляет  $10^{-14}$  А, дрейф нуля при температуре  $20 \pm 5^\circ \text{C}$  — примерно  $2,5 \cdot 10^{-14}$  А за 24 ч, уровень шумов на выходе на наиболее чувствительном пределе — около 0,5%.

#### д) Усилители на *p-n*-варикапах

Такие усилители широко распространены и в ряде случаев позволяют получить высокую чувствительность (табл. 8-1), приближающуюся к чувствительности ЭМУ на электрометрических лампах и МОП-транзисторах. По данным [Л. 8-22] они превосходят по чувствительности усилители с преобразователями постоянного тока в переменный на полевых транзисторах, в которых управляющее переменное напряжение подается на затвор, или усилители на сдвоенных биполярных транзисторах. В таких УПТ используются или специальные *p-n*-варикапы или обычные диоды и кремниевые стабилитроны, например Д814А—Д814Д [Л. 8-9]. У последних сопротивление запертого перехода составляет до  $10^{10}$  Ом, однако оно сильно зависит от температуры, уменьшаясь

с ее повышением [Л. 8-28]. Коэффициент нелинейности таких варикапов составляет 0,06—0,1 %/мВ [Л. 8-10, 8-14], а ТКЕ лежит в пределах 0,008—0,1 1/К [Л. 8-14, 8-25].

Таблица 8-1

Характеристики серийных высокоомных приборов с преобразователями на варикапах

Тип	Изготовитель	Пределы измерения	
		$U$	$I$
301	Analog Devices (США)	—	—
Multimeter 35	AEG (ФРГ)	10 мВ—100 В	—
900	Perkin—Elmer		$5 \cdot 10^{-12}$ — $5 \cdot 10^{-8}$ А
Усилитель для рН-метров	Июкогава (Япония)	—	—
302	Analog Devices (США)	—	—

Продолжение табл. 8-1

Тип	Шумы	Дрейф-нуля	Входное сопротивление
301	1 мкВ (двойная амплитуда) при $\Delta f=1$ Гц; $10^{-14}$ А	30 мкВ/К; $6 \cdot 10^{-14}$ А/К	$10^{10}$ — $10^{12}$ Ом
Multimeter 35	—	0,1 мВ; $10^{-13}$ А; 30 мкВ/К; $10^{-14}$ А/К	$10^{11}$ Ом
900	—	—	—
Усилитель для рН-метров	—	40 мкВ/К; $2 \cdot 10^{-13}$ А	$10^{12}$ Ом
302	2 мкВ при $\Delta f = 1$ Гц; $6 \cdot 10^{-14}$ А	50 мкВ/К; $5 \cdot 10^{-14}$ А/К	



## 8-2. ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ НА СЕГНЕТОЭЛЕКТРИКАХ

### а) Сегнетоэлектрические преобразователи

Диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектриков зависит от напряженности электрического поля (рис. 8-5). Управляемые емкости на сегнетоэлектриках

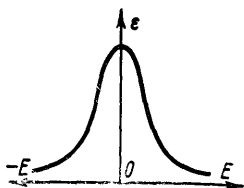


Рис. 8-5. Зависимость диэлектрической проницаемости сегнетоэлектриков от напряженности электрического поля.

можно использовать в тех же схемах, что МОП-диоды и *p-n*-варикапы. Входное сопротивление такого преобразователя определяется утечками и может быть большим. Емкость сегнетоэлектрика можно изменять не только продольным, но и поперечным полем, что позволяет разделить цепи преобразования и управления (рис. 8-6,а) и выполнить динамический конденсатор на твердом теле. В таком преобразователе [Л. 8-12] на керамике ВК-2 размерами  $0,8 \times 8$  мм с четырьмя выводами в двух взаимно перпендикулярных направлениях кратность изменения емкости составляла 6—8, что дает коэффициент преобразования постоянного напряжения в переменное порядка 0,7. Емкость сегнетоконденсатора дважды за период переменного тока достигает максимального и минимального значений и преобразование происходит на удвоенной частоте управляющего напряжения. Прибор имел [Л. 8-12] порог чувствительности  $10^{-12}$  А, дрейф нуля не превышал  $3 \cdot 10^{-11}$  А за 12 ч, входное сопротивление составляло  $6 \cdot 10^{12}$  Ом.

Кривая поляризации сегнетоэлектрика является нечетной кривой, симметричной относительно начала координат, и ток через сегнетоконденсатор, находящийся под синусоидальным напряжением, содержит только нечетные гармоники [Л. 8-13]. Четные гармоники появятся, если к сегнетоконденсатору одновременно приложено постоянное напряжение. Амплитуда второй гармоники при малом постоянном напряжении линейно зависит от напряжения, а фаза меняется на  $180^\circ$  при изменении его полярности. Возможен ряд схем преобразователей постоянных сигналов в переменные с выходом на второй гармонике [Л. 8-13]. В схеме на рис. 8-6,б постоянное напряжение на сегнетоконденсаторы подается в про-

тивоположной полярности по отношению к фазе переменного напряжения и вторые гармоники тока через конденсаторы сдвинуты на  $180^\circ$ . Ток в нагрузке равен разности токов через конденсаторы, и четные гармоники складываются в нагрузке, а нечетные вычитаются. Порог чувствительности такой схемы на варикондах ВК2-0 составлял  $2 \cdot 10^{-13}$  А при входном сопротивлении  $10^{13} - 10^{14}$  Ом.

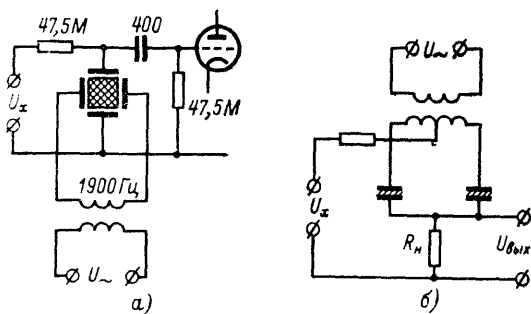


Рис. 8-6. Схемы входных электрометрических преобразователей на варикондах.

Сегнетоэлектрические преобразователи могут быть выполнены на кристалле триглицинсульфата (ТГС), например, с использованием так называемого тандела [Л. 8-8]. Он представляет собой пластинку из монокристалла ТГС площадью  $1 \text{ мм}^2$  и толщиной  $0,1 \text{ мм}$ , на пластинку в вакууме напылены электроды. При некотором напряжении питания переменного тока тандел входит в режим автостабилизации; когда его параметры, включая нелинейность диэлектрических характеристик, мало зависят от температуры. Определяются нелинейные искажения, возникающие в танделе под влиянием напряжения сигнала. Электрометрический прибор на танделе имел пределы измерения (полная шкала) по напряжению от  $0,1$  до  $1 \text{ В}$  и по току от  $10^{-11}$  до  $10^{-5} \text{ А}$ . Входное сопротивление превышало  $10^{12}$  Ом, входная емкость составляла  $150 \text{ пФ}$ , дрейф нуля —  $100 \text{ мВ/ч}$ .

## б) Собственные помехи

Одним из основных источников собственных помех сегнетоэлектрического преобразователя является [Л. 8-15] несимметрия его характеристики (максималь-

ное значение  $\varepsilon$  на рис. 8-5 соответствует  $E \neq 0$ ). В результате вторая гармоника на выходе преобразователя имеет место даже при отсутствии входного напряжения. Временной и температурный дрейф нуля тем больше, чем больше само смещение. Отдельные кристаллы и даже участки одного кристалла характеризуются различными смещениями, что, по-видимому, связано с распределением дефектов в кристалле. Другими источниками помех являются шумы сегнетоэлектрика, аналогичные по природе шумам Баркгаузена, и так называемый эффект памяти, вследствие которого при изменении входного сигнала выходной достигает установившегося уровня через некоторое время. Если коэрцитивная сила сегнетоэлектрика велика, то это также может приводить к собственным помехам, так как потребуется большое напряжение возбуждения и затрудняется борьба со второй гармоникой.

### в) ЭМУ на сегнетоэлектрическом преобразователе

Радикальный способ уменьшения собственных помех заключается [Л. 8-15] в использовании сегнетоэлектрического преобразователя на кристалле ТГС, работающего при температуре в районе точки Кюри. При этом

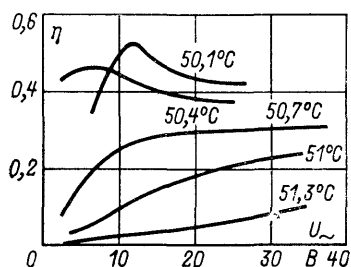


Рис. 8-7. Зависимость коэффициента преобразования  $\eta$  от напряжения возбуждения и температуры.

кристалл ТГС имеет смещение порядка милливольт и малый дрейф смещения, малые шумы и коэрцитивную силу. Эффект памяти сводится к нулю. Преобразовательные свойства кристалла тоже снижаются, но сохраняются на приемлемом уровне (рис. 8-7).

В практическом преобразователе [Л. 8-15] на монокристалл ТГС размерами  $4 \times 4 \times 0,2$  мм напылялись золотые электроды, к которым серебряной пастой крепились выводы с соблюдением мер, предупреждающих механические напряжения в выводах. Кристалл устанавливался на слюдяную пластинку и помещался в вакуумный баллон с целью защиты от воздействия влаги (ТГС растворим в воде) и предупреждения химических процессов, которые могли бы привести к изменению ха-

рактических. Преобразователь выполнялся дифференциальным, на одном кристалле наносились две группы электродов, которые включались встречно, так что их напряжения смещения вычитались, а сигналы второй гармоники складывались. Для термостатирования преобразователя использовался термостат с коэффициентом стабилизации 100. Цепь возбуждения преобразователя питалась от встроенного генератора с частотой 50 кГц. На выходе генератора предусматривался фильтр нижних частот, предупреждающий появление в напряжении возбуждения второй гармоники. После преобразователя включались полосовой фильтр, настроенный на частоту второй гармоники, затем усилитель переменного тока и далее фазочувствительный детектор со сглаживающим фильтром. Управляющее напряжение на фазочувствительный детектор подавалось от генератора через буферный усилитель с регулировкой амплитуды и фазы и удвоитель частоты. Преобразователь имел входное сопротивление  $10^{13}$  Ом, дрейф нуля его не превышал 10 мкВ за 12 ч и 10 мкВ/К. При сопротивлении на входе 1 МОм шумы не превышали 6 мкВ (двойная амплитуда) в полосе частот от 0 до 1 Гц. Влияние напряжения составляло 100 мкВ на 1% изменения напряжения возбуждения.

Полученные результаты являются весьма высокими, что позволило авторам этой работы [Л. 8-15] сравнивать электрометр на сегнетоэлектрическом преобразователе с электрометром на динамическом конденсаторе с электростатическим возбуждением модели 640 фирмы Keithley, имеющим наиболее высокие характеристики из всех серийных приборов. Следует, однако, отметить, что опыт построения ЭМУ на сегнетоэлектрике ограничивается только одной публикацией, а о внедрении этого принципа в серийное производство сведений не имеется. Поэтому пока нет достаточных оснований для категорических утверждений о перспективности ЭМУ с сегнетоэлектрическим преобразователем.

## ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ С ДИНАМИЧЕСКИМ КОНДЕНСАТОРОМ

### 9-1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НА ДИНАМИЧЕСКОМ КОНДЕНСАТОРЕ

#### а) Принцип действия

Электрометрический усилитель с емкостным динамическим преобразователем постоянного тока в переменный обеспечивает наибольшую чувствительность по току из всех известных типов ЭМУ. Такой преобразователь называют динамическим конденсатором (ДК), иногда емкостным модулятором, емкостным преобразователем, емкостным вибропреобразователем. Первые основополагающие работы по ЭМУ с ДК относятся к послевоенным годам [Л. 9-42]. Промышленные образцы таких приборов появились в начале — середине 50-х годов.

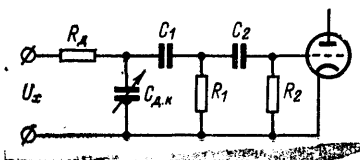


Рис. 9-1. Принципиальная схема преобразователя на динамическом конденсаторе.

Основным элементом емкостного динамического преобразователя постоянного тока в переменный (рис. 9-1) является ДК. Он представляет собой воздушный конденсатор, емкость которого с помощью системы возбуждения периодически меняется с частотой несколько

десятков, сотен или даже тысяч герц. Наиболее распространены ДК с электромагнитным возбуждением, в которых подвижная пластина выполняется из ферромагнитного материала и вибрирует под действием силы, создаваемой электромагнитом, питаемым переменным током. В последнее десятилетие разработаны и начали выпускаться серийно ДК с электростатическим возбуждением, в которых используются силы электростатического притяжения. Возможно также выполнить ДК с акустической системой возбуждения, чисто механической, и на пьезоэлектрическом кварцевом резонаторе [Л. 9-7], однако практического применения они не нашли. Не получили широкого использования и к ДК с вращающейся пластиной [Л. 9-9], которые получают конструктивно громоздкими.

Динамический конденсатор имеет очень хорошую изоляцию между подвижной и неподвижной пластинами. Добавочное сопротивление  $R_d$  выбирается из условия  $R_d C_{д.к} \gg 1/\omega$ , где  $\omega$  — частота вибрации подвижной пластины. При подключении преобразователя к источнику контролируемого напряжения  $U_x$  ДК заряжается до этого напряжения с постоянной времени, определяемой сопротивлением  $R_d$ , внутренним сопротивлением источника  $U_x$  и емкостью  $C_{д.к}$ , а также шунтирующими  $C_{д.к}$  емкостями. Накопленный на ДК заряд, равный  $U_x C_{д.к}$ , в течение периода вибрации подвижной пластины в силу неравенства  $R_d C_{д.к} \gg 1/\omega$  сохраняется практически неизменным, даже если внутреннее сопротивление источника мало (именно на этот случай предусматривается сопротивление  $R_d$ ). Так как  $Q_{д.к} = U_{д.к} C_{д.к} = \text{const}$ , то периодическое изменение  $C_{д.к}$  вызывает периодическое изменение  $U_{д.к}$ . Эта переменная составляющая пропорциональна  $U_x$ . Через фильтр  $C_1 R_1, C_2 R_2$  (иногда используют однозвенные фильтры) она подается на усилитель переменного тока. Фильтр не пропускает постоянную составляющую на вход усилителя и, кроме того, должен обладать малым коэффициентом передачи для медленно меняющихся помех со входа усилителя на ДК, иначе они окажутся промодулированными и будут восприняты как сигнал. После усиления сигнал переменного тока выпрямляется фазочувствительным выпрямителем и система в целом охватывается ООС.

## б) Входное сопротивление

В установленном режиме ДК заряжен до напряжения  $U_x$  и входное сопротивление преобразователя определяется утечкой по изоляторам. Оно может составлять  $10^{14}$ — $10^{15}$  Ом. Потребления энергии от источника сигнала не происходит, вся энергия на выходе преобразователя получается от источника возбуждения (см. § 4-1). Переменное напряжение на ДК приложено к цепи из сопротивления  $R_d$  и сопротивления  $R_i$  источника сигнала, и в ней протекает переменный ток. Это может быть важным, например, при работе с биологическими объектами, когда переменный ток вызывает искажения в исследуемом объекте, или при работе с нелинейными объектами. Мощность переменного тока, выделяющаяся на  $R_i$ , отбирается от системы возбуждения, а не от

источника сигнала. В этом можно убедиться, проведя мысленный эксперимент по измерению напряжения на заряженном конденсаторе идеальным преобразователем на ДК. Для этого преобразователь на ДК подключается параллельно конденсатору, после чего включается возбуждение ДК. Среднее значение заряда на контролируемом конденсаторе в процессе измерения не изменяется и сохраняется на том же уровне, что и до включения возбуждения.

### в) Коэффициент преобразования

Расстояние между пластинами ДК обычно меняется по синусоидальному закону  $d(t) = d_0 + \Delta d \sin \omega t$ , тогда емкость ДК изменяется следующим образом:

$$C(t) = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{d(t)} = \frac{C_0}{1 + m \sin \omega t}, \quad (9-1)$$

где  $C_0 = \epsilon \epsilon_0 S / d_0$  — статическая емкость ДК;  $m = \Delta d / d_0$  — коэффициент модуляции. Иногда [Л. 9-14] под коэффициентом модуляции понимают отношение эффективного

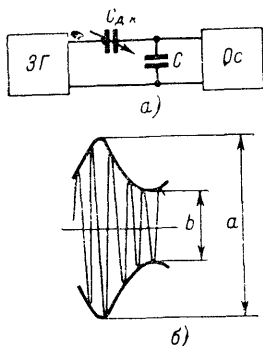


Рис. 9-2. Экспериментальное определение коэффициента модуляции ДК.

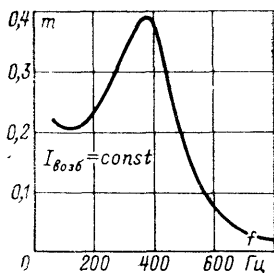


Рис. 9-3. Зависимость коэффициента модуляции конденсатора ДК-64Т от частоты.

значения переменного напряжения на конденсаторе к измеряемому напряжению постоянного тока, т. е. величину  $\Delta d / \sqrt{2} d_0$ . Статическая емкость ДК с электромагнитным возбуждением составляет 20—50 пФ, для специальных целей разрабатывают ДК с малой емкостью [Л. 9-3]. Для определения  $m$  (рис. 9-2,а) исполь-

зуются [Л. 9-14, 9-22] звуковой генератор  $ЗГ$ , частота на выходе которого значительно больше частоты возбуждения ДК, и осциллограф  $Ос$ . Если  $C \gg C_{д.к.}$ , то по картине на экране осциллографа (рис. 9-2,б) находим  $m = (a-b)/(a+b)$ .

Коэффициент модуляции ДК при неизменном напряжении возбуждения максимален (рис. 9-3) при работе на частоте собственного резонанса вибрирующего электрода [Л. 9-22]. Для ДК с электромагнитным возбуждением обычно  $m = 0,15 \div 0,2$ , форсированием возбуждения он может быть доведен до  $0,4-0,5$  [Л. 9-10]. Возможные способы искусственного повышения эффективности преобразователя с ДК, например, включением ДК в резонансный контур [Л. 9-8] или синхронной коммутацией в цепи нагрузки преобразователя [Л. 9-6] практического применения не получили.

Коэффициент преобразования входной цепи с ДК в целом зависит также от ее параметров. Электрическое состояние простейшей цепи с ДК (рис. 9-4) описывается уравнением

$$U_x = I(t)R + U_C(t)$$

или

$$\frac{U_x}{R} = \frac{dQ(t)}{dt} + \frac{Q(t)}{RC(t)},$$

где  $Q(t)$  — мгновенное значение заряда на ДК. Общее решение этого дифференциального уравнения при нулевых начальных условиях имеет вид:

$$Q(t) = \frac{U_x}{R} \exp\left(-\frac{t}{RC_0} - \frac{m}{\omega RC_0} \cos \omega t\right) \times \\ \times \int_0^t \exp\left(\frac{t}{RC_0} + \frac{m}{\omega RC_0} \cos \omega t\right) dt,$$

где учтено, что емкость  $C(t)$  изменяется по уравнению (9-1) и выполнены некоторые преобразования. Для нахождения тока через ДК с тем, чтобы затем определить напряжения в цепи, необходимо из этого уравнения найти установившееся решение и продифференцировать его по времени. Однако интеграл рассматриваемого вида нельзя простым способом выразить через элементарные функции. Существенно упростить расчет можно только

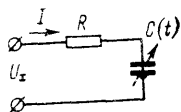


Рис. 9-4. Упрощенная схема преобразователя.

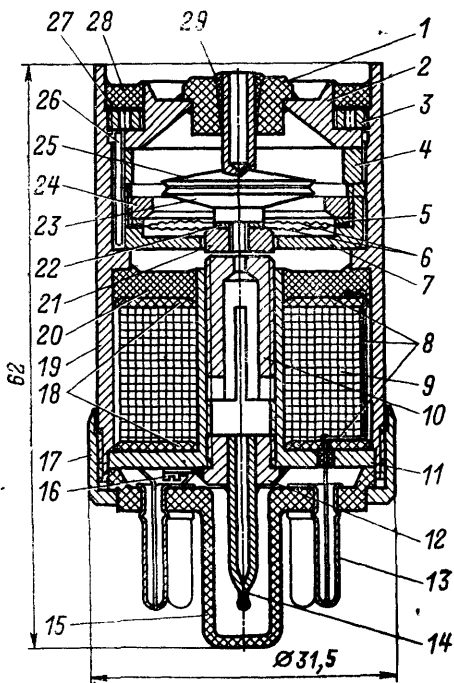


при  $m \ll 1$ , а это на практике не имеет места. Наиболее пригоден для этих целей метод комплексного исчисления, позволяющий определить коэффициент преобразования любой по сложности схемы преобразователя с ДК [Л. 9-4].

### г) ДК с электромагнитным возбуждением

Динамические конденсаторы с электромагнитным возбуждением можно разделить на мембранные и язычковые. В первом случае подвижным электродом является упругая мембрана, плотно закрепленная по окружности [Л. 9-2, 9-10, 9-12, 9-20, 9-24, 9-52], во втором — консольно закрепленная пластина-язычок [Л. 9-3, 9-51, 9-52]. Язычковая система имеет больший коэффициент преобразования, однако не обладает решающими преимуществами перед мембранной.

В мембранном ДК типа ДК-64Т [Л. 9-22] базовой деталью (рис. 9-5) является корпус 19, на котором смонтированы основные узлы: в верхней части собственно конденсатор, в нижней — система возбуждения. Они разделены мембранной коробкой 7, на которой



с помощью шайбы 5 и кольца 24 закреплены две гофрированные мембраны 6. Вся эта система с дистанционным кольцом 4, гайкой 3 и крышкой 2 закрывается картонной шайбой 27 и при окончательной сборке заливается компаундом 28. Штифт 26 обеспечивает правильную взаимную ориентировку деталей 2, 4 и 7 при промежуточной сборке. Входной изолятор 1 крепится к крышке 2 компаундом, в изоляторе компаундом 29 закрепляется неподвижная пластина ДК 25, перед заливкой с помощью калиброванной прокладки выставляется зазор между пластинами ДК. Подвижная пластина 29

Рис. 9-5. Конструкция мембранного ДК типа ДК-64Т.

Таблица 9-1

## Характеристики серийно выпускаемых ДК

Характеристика	Тип ДК			
	ДК-64	ДРК-2	ДРК-3	ДРК-4 I класс
Сопротивление изоляции, Ом	10 <sup>15</sup>	10 <sup>14</sup>	10 <sup>14</sup>	10 <sup>15</sup>
Статическая емкость, пФ	35	15	15	15
Коэффициент модуляции	0,25	0,2	0,2	0,2
Рабочая частота, Гц	375—425, 50	260—290	260—290	260—290
Ток изолятора, А	—	—	—	10 <sup>-17</sup>
Остаточная контактная разность потенциалов, мВ	—	—	—	—
Остаточная некомпенсируемая э. д. с., мкВ	—	100	50	10
Дрейф нуля, мкВ/24 ч	200	2000	250	100
Температурный дрейф нуля, мкВ/10 К	200	—	400	—
Мощность катушки возбуждения, ВА	0,31	0,05	0,05	—
Габариты, мм	∅ 31,5×62	—	—	—
Масса, г	150	70	70	—

Продолжение табл. 9-1

Характеристика	Тип ДК			
	ДРК-4		ДКВ-65	Виброн „Н“ Фирмы Electrical Instruments
II класс	III класс			
Сопротивление изоляции, Ом	10 <sup>14</sup>	10 <sup>14</sup>	5·10 <sup>14</sup>	10 <sup>16</sup>
Статическая емкость, пФ	15	15	20	—
Коэффициент модуляции	0,2	0,2	0,1	0,3—0,45
Рабочая частота, Гц	260—290		650	800
Ток изолятора, А	10 <sup>-16</sup>	10 <sup>-15</sup>	—	10 <sup>-16</sup>
Остаточная контактная разность потенциалов, мВ	—	—	20	—
Остаточная некомпенсируемая э. д. с., мкВ	25	50	—	—
Дрейф нуля, мкВ/24 ч	250	600	100	100
Температурный дрейф нуля, мкВ/10 К	—	—	—	—
Мощность катушки возбуждения, ВА	—	—	0,5	0,75
Габариты, мм	—	—	∅ 32×78	∅ 48×120
Масса, г	—	—	120	400

с помощью шайбы 22 и якоря 21 сочленена с мембранами 6. Детали магнитной цепи системы возбуждения: якорь 21, корпус 19, основание 11, регулируемый сердечник 10 и мембранная коробка 7 изготовляются из мягкой электротехнической стали.

Обмотка возбуждения 9 загерметизирована компаундом 20, она имеет 1400 витков провода ПЭВ-1 диаметром 0,21 мм. Щеки 18 обмотки изготовлены из фольгированного гетинакса и вместе с фольгой, окружающей обмотку, образуют электростатический экран 8, присоединенный к штырю 13 октального цоколя 15.

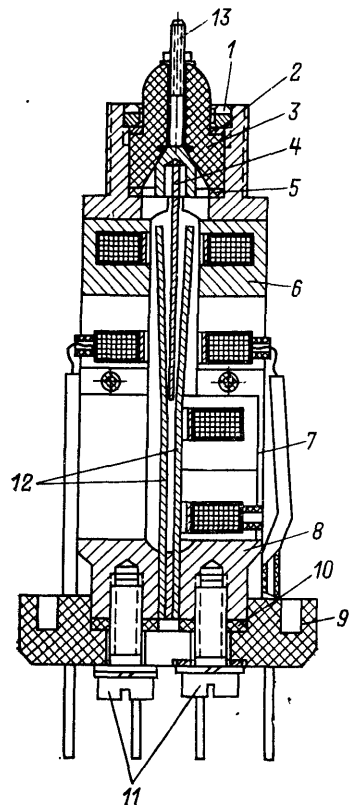


Рис. 9-6. Конструкция язычкового ДК типа ДРК-2.

Со штырями цоколя соединены также выводы обмотки и корпуса ДК, последний через винт 16. Цоколь крепится к корпусу зажимным кольцом 17. Снизу ДК закрывается пробкой 12, которая привинчивается и приклеивается. Штенгель 14 служит для соединения ДК с компрессором при проверке герметичности галогенным течеискателем, после чего ДК заполняется воздухом. Конденсатор ДК-64Т предназначен для работы при температуре от 5 до 60 °С, его характеристики приведены в табл. 9-1.

В язычковом ДК [Л. 2-6] типа ДРК-2 базовой деталью является (рис. 9-6) стойка 8, на которой крепятся все элементы конденсатора. Две колебательные пластины 12 из пермаллоя плотно зажаты в основании стойки. В верхней части стойки 8, напротив пластин, расположены два электромагнита 6 для возбуждения пластин. У основания стойки, напротив одной из пластин, установлен электромагнит 7 для создания обратной связи возбуждающего генератора. Между колебательными пластинами расположена неподвижная пластина 4, плотно закрепленная в изоляторе 3 и связанная с вводом 13 ДК. Изолятор 3 укреплен на стойке 8 уплотнительным кольцом 5, гайкой 1 и шайбой 2. Стойка крепится к основанию 9 из пресспорошка с помощью винтов 11 и уплотняющей прокладки 10. На основании укреплены выводы электромагнитов 6 и 7 и кожух ДК (на рисунке не показан). Конденсатор ДРК-2 предназначен для работы при температуре от -40 до +50 °С и относительной влажности воздуха до 98%. На его базе разработаны более совершенные (см. табл. 9-1) конструкции ДРК-3 и ДРК-4 [Л. 2-6]. Конденсатор ДРК-4 имеет встроенную разделительную RC-цепочку для связи преобразователя с усилителем переменного тока.

#### д) ДК с электростатическим возбуждением

Фирмой Philips разработан ДК с электростатическим возбуждением [Л. 9-39, 9-41], фирма Keithley освоила серийное производство электрометрической аппаратуры с такими ДК. Системы с электростатическим возбуждением [Л. 9-13] имеют ряд преимуществ перед системами с электромагнитным возбуждением. Во-первых, удастся повысить частоту возбуждения до нескольких килогерц, в результате чего все сопротивления преобразователя могут быть выбраны малыми и резко снижаются шумы. Эквивалентное шумовое сопротивление преобразователя с электростатическим ДК равно всего лишь  $10^8$  Ом.

Высокая частота преобразования облегчает фильтрацию выпрямленного сигнала на выходе усилителя переменного тока. Во-вторых, конструкция ДК с электростатическим возбуждением допускает прокаливание с целью обезгаживания материалов и вакуумирование, что предопределяет малый дрейф контактной разности потенциалов. В-третьих, в таких ДК облегчается борьба с наводками из системы возбуждения, так как частота напряжения на выходе генератора возбуждения и частота возбуждения сильно разнесены.

Сечение ДК с электростатическим возбуждением приведено на рис. 9-7 [Л. 9-41]. Круглая стеклянная мембрана  $M$  зажата по окружности между стеклянными изоляторами  $I_1$  и  $I_3$ . Обе стороны мембраны и средние части изоляторов покрыты металлом и снабжены выводами. Электроды  $E_3$  и  $E'_M$  включены в схему генератора и образуют систему возбуждения, мембрана колеблется на частоте собственного резонанса (порядка 6 кГц). Электроды  $E''_M$  и  $E_1$  образуют собственно ДК, его емкость меняется с частотой колебаний мембраны. Электроды  $E'_1$  и  $E_2$  на неподвижных изоляторах образуют разделительный конденсатор между ДК и усилителем переменного тока. Для удлинения путей утечек электроды неподвижных изоляторов окружены цилиндрическими канавками, сопротивление изоляции превосходит  $10^{14}$  Ом. Диаметр изоляторов и мембраны 18 мм,

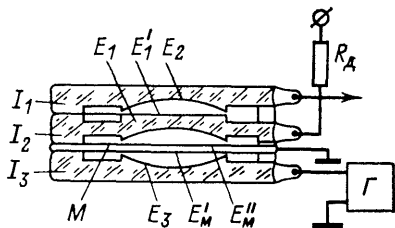


Рис. 9-7. Устройство ДК с электростатическим возбуждением.

толщина каждого изолятора 3 мм, толщина мембраны 0,13 мм. Отклонение от плоскопараллельности не более 2 мкм. Радиус кривизны центральной фигурной части изоляторов 1,5 м. Электроды на изоляторах и мембране выполняются из тантала методом катодного распыления. Слои тантала оксидируются в атмосфере озона, чем

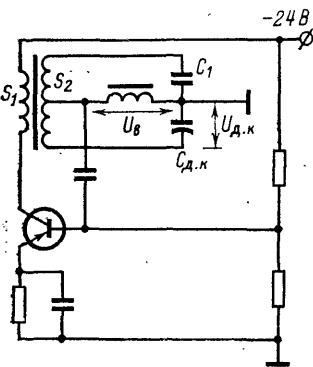


Рис. 9-8. Схема генератора для ДК с электростатическим возбуждением.

создается тонкая пленка окисла с высокой химической и механической устойчивостью. Динамический конденсатор помещается в откачанный стеклянный баллон для защиты от пыли, влаги и других влияний. Все применяемые материалы выдерживают высокие температуры, и при откачке ДК его прокаливают с целью обезгаживания элементов. Тем самым обеспечивается малый дрейф контактной разности потенциалов.

Генератор возбуждения (рис. 9-8) настроен на частоту примерно 1 МГц и находится в режиме генерации, если напряжение обратной связи между базой и эмиттером транзистора имеет соответствующие амплитуду и фазу. Это напряжение поступает из коллекторной цепи транзистора в мостовую цепь, содержащую обмотку  $S_2$  с центральной отпайкой и емкости  $C_1$  и  $C_{д.к}$ . Условия возбуждения генератора зависят от соотношения  $C_1$  и  $C_{д.к}$ . Поскольку при работе ДК емкость  $C_{д.к}$  непрерывно меняется с собственной частотой мембраны, то условия возбуждения периодически возникают и пропадают. В результате генератор выдает колебания частотой 1 МГц, модулированные на частоте мембраны. Такая система позволяет простыми средствами избавиться от наводок на частоте преобразования из системы возбуждения в измерительный канал.

## 9-2. СОБСТВЕННЫЕ ПОМЕХИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ДИНАМИЧЕСКИМ КОНДЕНСАТОРОМ

### а) Паразитный ток

Входной электрометрический преобразователь напряжения с ДК позволяет получить меньшие постоянные

составляющие собственных помех по току, чем в других типах преобразователей. Паразитные токи ДК вызываются только изоляторами, на материалы и конструктивное исполнение которых не накладывается жестких ограничений, а также радиоактивной загрязненностью материалов. Для уменьшения ионизационных токов ДК может выполняться вакуумированным. В отличие от электрометрической лампы или МОП-транзистора в ДК нет таких источников помех по току, устранение которых связано с ухудшением других свойств преобразователя. Эти особенности преобразователя с ДК делают их незаменимыми при измерениях с предельной чувствительностью по току. К. С. Шуклину в преобразователе БЭМ-1 [Л. 2-6] удавалось снизить паразитный ток до  $2 \cdot 10^{-18}$  А, у серийных ЭМУ с ДК паразитный ток в лучшем случае составляет  $(1 \div 2) 10^{-17}$  А.

## б) Шумы

Источниками шумов преобразователя с ДК [Л. 9-16, 9-39, 9-42, 9-45] являются (рис. 9-9) добавочный резистор  $R_{д}$  и усилитель переменного тока. Шумами ДК,

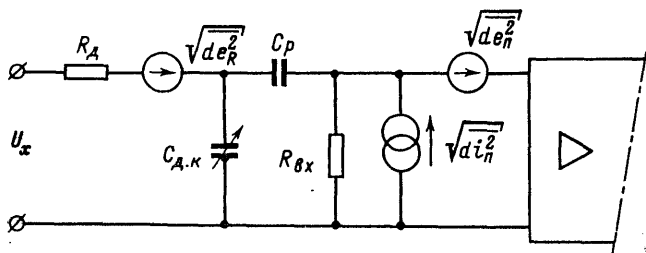


Рис. 9-9. Источники шумов в преобразователе с ДК.

например за счет быстрых флуктуаций контактной разности потенциалов, по-видимому, можно пренебречь, а разделительный конденсатор считать нешумящим.

Источник шумов  $\sqrt{de_R^2}$  включен последовательно с сигналом  $U_x$  и приводится ко входу ЭМУ с коэффициентом 1. Источники  $\sqrt{di_n^2}$  (этот источник учитывает и шумы  $R_{вх}$ ) и  $\sqrt{de_n^2}$  создают шумы двух видов (рис. 9-10):

1) непосредственный шум, частотный спектр которого совпадает с полосой пропускания  $f_M$  избирательного

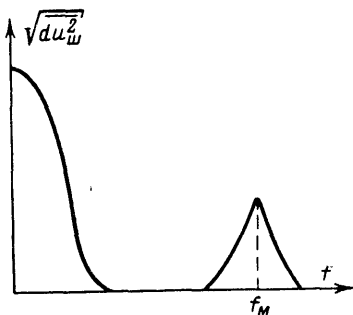


Рис. 9-10. Частотный спектр шумов преобразователя с ДК.

которой лежит в полосе пропускания ЭМУ в целом.

Действие источников непосредственных шумов  $\sqrt{\overline{de^2}_{п.н}}$  и  $\sqrt{\overline{di^2}_{п.н}}$ , проявляющихся на частоте модуляции  $\omega_M$ , равносильно действию источника  $\sqrt{\overline{de^2}_{с.н}}$ , включенного последовательно с емкостью  $C_{д.к}$  и равного

$$\overline{de^2}_{с.н} = \overline{de^2}_{п.н} + \frac{\overline{di^2}_{п.н}}{\omega_M^2 C_\Sigma^2},$$

где

$$C_\Sigma = C_{д.к} C_p / (C_{д.к} + C_p).$$

Источник  $\sqrt{\overline{de^2}_{с.н}}$  дает составляющую шумов на той же частоте  $\omega_M$ , что и источники  $\sqrt{\overline{de^2}_{п.н}}$  и  $\sqrt{\overline{di^2}_{п.н}}$ . Чтобы привести источник  $\sqrt{\overline{de^2}_{с.н}}$  к входу ЭМУ и заменить его составляющей  $\sqrt{\overline{de^2}_н}$  на частотах сигнала  $\omega$ , примем, что действие сигнала  $U_x$  на частоте  $\omega$  на входе ЭМУ можно с некоторым приближением заменить действием сигнала  $mU_x$ , где  $m$  — коэффициент модуляции, действующего на частоте  $\omega_M$  и включенного последовательно со статической емкостью ДК. Тогда непосредственные шумы, приведенные ко входу ЭМУ:

$$\overline{de^2}_н = \frac{V\sqrt{2}}{m} \overline{de^2}_{с.н} = \frac{V\sqrt{2}}{m} \left( \overline{de^2}_{п.н} + \frac{\overline{di^2}_{п.н}}{\omega_M^2 C_\Sigma^2} \right).$$

усилителя ЭМУ; этот шум непосредственно передается на выход ЭМУ и детектируется;

2) косвенный шум, частотный спектр которого лежит ниже частоты модуляции преобразователя  $f_M$ ; этот шум модулируется ДК, передается на выход ЭМУ и выходным прибором отмечается та его часть, частотный спектр

Наличие коэффициента  $\sqrt{2}$  обусловлено тем обстоятельством, что полоса пропускания на частоте  $\omega_m$  вдвое отличается от полосы пропускания на низкой частоте  $\omega$ .

Источник  $\sqrt{\overline{de^2}_{п}}$  не создает напряжения на емкости  $C_{д.к}$  и, следовательно, не вызывает косвенного шума. Источник  $\sqrt{\overline{di^2}_{п.к}}$  создает на емкости  $C_{д.к}$  напряжение

$$\overline{de^2}_{к} = \overline{di^2}_{п.к} / \omega^2 C^2_{д.к},$$

которое затем модулируется преобразователем так же, как сигнал  $U_x$ , т. е. источник  $\sqrt{\overline{de^2}_{к}}$ , и является приведенным ко входу ЭМУ шумом, вызванным косвенными шумами  $\sqrt{\overline{di^2}_{п.к}}$ .

Суммарные шумы ЭМУ с ДК, приведенные к его входу:

$$\begin{aligned} \overline{de^2}_{\Sigma} = \overline{de^2}_{R} + \overline{de^2}_{п} + \overline{de^2}_{к} = 4KTR_d df + \frac{\sqrt{2}}{m} \times \\ \times \left( \overline{de^2}_{п.н} - \frac{\overline{di^2}_{п.н}}{\omega_m^2 C^2_{\Sigma}} \right) + \frac{\overline{di^2}_{п.к}}{\omega^2 C^2_{д.к}}. \end{aligned} \quad (9-2)$$

Для того чтобы их определить в полном виде, необходимо подставить выражения для  $\overline{de^2}_{п.н}$ ,  $\overline{di^2}_{п.н}$  и  $\overline{di^2}_{п.к}$  и проинтегрировать полученное уравнение в полосе пропускания ЭМУ в целом. Последняя определяется снизу наибольшим временем измерения, а сверху — постоянной времени фильтра синхронного детектора. Выражения для шумов  $\overline{de^2}_{п}$  и  $\overline{di^2}_{п}$  определяются типом и свойствами усилителя переменного тока. При нахождении  $\overline{de^2}_{п.н}$  в выражении для эквивалентного шумового сопротивления, имеющего для усилителя на лампе или транзисторе вид (6-1), необходимо подставлять не частоту сигнала  $\omega$ , а частоту модуляции  $\omega_m$ .

Из уравнения (9-2) следует, что шумы ЭМУ с ДК представлены только шумами по напряжению, шумы по току отсутствуют. Для уменьшения шумов ЭМУ с ДК необходимо уменьшать сопротивление  $R_d$  (для этого надо повышать частоту модуляции), уменьшать шумы усилителя переменного тока, повышать коэффициент преобразования  $m$  и увеличивать частоту преобразования. Последнее реализуется в ДК с электростатическим возбуждением.



Косвенные шумы сеточного тока и входного сопротивления усилителя переменного тока могут быть вообще исключены с помощью так называемого двойного ДК [Л. 9-34, 9-45]. В этом случае (рис. 9-11) имеется два ДК, емкости которых изменяются в противофазе, т. е.

$$C_{д.к1}(t) = C_0(1 + m \cos \omega t) \text{ и } C_{д.к2}(t) = C_0(1 - m \cos \omega t),$$

а суммарная емкость в точке  $B$  остается неизменной

$$C_{д.к1}(t) + C_{д.к2}(t) = 2C_0.$$

Поэтому шумы в этой точке не модулируются и не присутствуют на выходе ЭМУ. Экспериментальная модель ЭМУ с двойным ДК [Л. 9-45] с одной подвижной

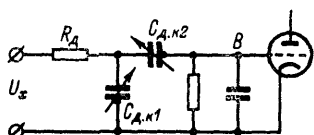


Рис. 9-11. Принципиальная схема преобразователя с двойным ДК.

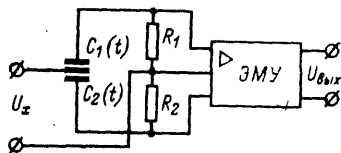


Рис. 9-12. Принципиальная схема преобразователя с балансным ДК.

и двумя неподвижными пластинами при времени измерения 2,5 с имела порог чувствительности  $3,5 \cdot 10^{-17}$  Кл.

В схеме на рис. 9-11 из-за наличия емкости источника сигнала нарушается требующееся для устранения шумов равенство емкостей

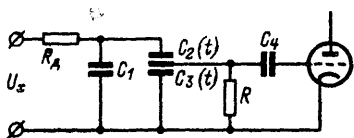


Рис. 9-13. Принципиальная схема преобразователя с дифференциальным ДК.

$C_{д.к1}$  и  $C_{д.к2}$ . Такое явление отсутствует в двойном ДК по рис. 9-12 [Л. 9-30], у которого центральная пластина неподвижна, а крайние колеблются в противофазе, суммарная емкость на входе дифференциального усилителя постоянна. По сравнению

с обычными ДК в таком преобразователе, кроме уменьшения шумов, реализуется ряд других преимуществ, в частности не требуется развязки от контролируемой цепи с помощью добавочного сопротивления, связь ДК с входом усилителя осуществляется без разделительной емкости, при том же относительном изменении емкости коэффициент преобразования повышается вдвое.

В преобразователе на двойном ДК фирмы Siemens [Л. 9-54] имеются (рис. 9-13) добавочный резистор  $R_d$ , конденсатор  $C_1$ , замыкающий по переменному току внешние электроды ДК, ДК с двумя неподвижными электродами и одним подвижным (средний), сопротивление  $R$ , с помощью которого постоянный потенциал подвижного электрода поддерживается на нулевом уровне, и разделительный конденсатор  $C_4$ . Емкости  $C_2$  и  $C_3$  изменяются в противофазе. Если к ДК приложено напряжение  $U_x$ , то подвижный электрод принимает потенциал соответствующей точки в пространстве между неподвижными электродами, т. е. напряжение на нем пропорционально  $U_x$  и изменяется с частотой модуляции. Напряжение, попадающее на ДК со стороны выхода, например напряжение шумов, модулируется с двойной частотой модуляции, так как емкость подвижного электрода относительно неподвижных 2 раза за период модуляции принимает минимальное и максимальное значения. Эта составляющая отфильтровывается синхронным детектором на выходе ЭМУ. Применение такого преобразователя позволяет, в частности, резко ослабить требования к первому каскаду усилителя переменного тока.

Конструкция двойного ДК фирмы Siemens типа F102 приведена на рис. 9-14. Подвижный электрод представлен мембраной 1 с выводами 2 и 3, один неподвижный 4 имеет вывод на ту же сторону, что и мембрана 1, а второй 5 связан с системой электромагнитного возбуждения 6. Возбуждение ведется на частоте мембраны, для чего предусмотрена дополнительная обмотка обратной связи. Динамический конденсатор после откачки наполняется водородом. Контактная разность потенциалов между электродами мала, ее колебания в течение месяца не превышают 1 мВ, а постоянного изменения в одном направлении не наблюдается.

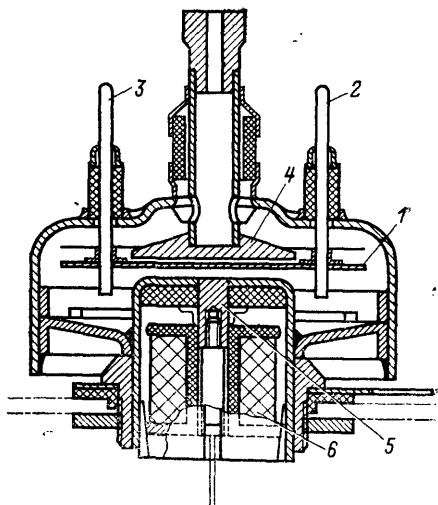


Рис. 9-14. Конструкция двойного ДК.

Источником собственных помех в преобразователях на ДК могут также являться наводки из системы возбуждения за счет паразитных емкостей связей в самом ДК. Во избежание этого следует тщательно экранировать систему возбуждения от канала преобразования. Хорошие результаты получаются, если частота возбуждения и частота преобразования различны, как, например, в ДК с электромагнитным возбуждением без постоянного поляризующего магнита, у которого подвижная пластина колеблется с удвоенной частотой тока возбуждения. В этом случае наводки с частотой возбуждения отфильтровываются фазочувствительным выпрямителем. Аналогичные преимущества дает система, принятая в ДК с электростатическим возбуждением, когда частота генератора составляет 1 МГц, а частота модуляции — 6 кГц.

### в) Дрейф нуля

Основной причиной дрейфа нуля преобразователей на ДК является изменение контактной разности потенциалов между рабочими поверхностями его пластин, например, за счет диффузии основного металла в покрытие, поглощения газов, осаждения влаги, загрязнений, химических реакций, изменения структуры материала вследствие старения и т. п. [Л. 9-10, 9-12, 9-16, 9-42, 9-47, 9-51]. Для получения максимальной идентичности пластин ДК они изготавливаются из одного и того же куска материала, например из нержавеющей стали, которая мало подвержена влиянию внешних воздействий. Пластины полируются до зеркального блеска, царапины и другие повреждения поверхности не допускаются, они могут послужить источником загрязнений и неоднородностей. После полировки пластины тщательно очищаются от полировочных смесей, воды или окисей, успевших образоваться на поверхностях, и промываются спиртом высшей очистки. Затем обе пластины одновременно покрываются тонким (около 10 мкм) слоем химически мало активного материала, чаще всего золота (в некоторых работах рекомендуется родий). Перед этим производится механическая подгонка пластин, чтобы после золочения можно было сразу приступить к сборке. Золочение обычно производится методом катодного распыления в вакууме, для поддержания максимальной чистоты золото предварительно прокали-

вается, а пластины подвергаются ионной бомбардировке в электростатическом поле. Сборка ДК ведется в обеспыленном помещении или даже под струей азота для удаления пыли. После сборки камера ДК откачивается и заполняется аргоном или чистым воздухом, иногда для лучшего промывания камеры операция повторяется дважды. Затем камера запаивается [Л. 9-1].

Дрейф нуля готового ДК обычно пропорционален уровню контактной разности потенциалов. В первый момент после изготовления этот уровень может быть значительным и сильно изменяется во времени. Поэтому все готовые ДК проходят временное или искусственное старение, например температурными циклами от  $-40$  до  $+50^{\circ}\text{C}$ . Обычно после старения считается удовлетворительным уровень контактной разности потенциалов менее  $10$  мВ. У лучших образцов при этом дрейф нуля не превышает  $100\text{--}200$  мкВ за  $24$  ч. В преобразователях с ДК контактная разность потенциалов компенсируется с помощью включенного последовательно с ДК регулируемого источника напряжения. Однако скомпенсировать ее полностью не удается, остается так называемая остаточная некомпенсируемая э. д. с., она лежит на уровне  $10\text{--}100$  мкВ. Причины ее существования изучены недостаточно, известно, что она зависит от непараллельности пластин ДК.

Описанная технология с теми или иными вариациями является общепринятой для ДК с электромагнитным возбуждением, она применяется, в частности, при изготовлении конденсаторов ДК-64Т. При изготовлении конденсаторов типа ДРК золочение пластин не применяется [Л. 9-43]. Материалом пластин в этом случае служит пермаллой марки 79НМ, обладающий хорошими магнитными свойствами и малой химической активностью. Пластины подвергаются термообработке, что в  $3\text{--}5$  раз снижает остаточную контактную разность потенциалов и в  $3$  раза сокращает необходимое время естественного старения конденсаторов после сборки. В лучших образцах конденсаторов ДРК дрейф нуля не превышает  $100$  мкВ за  $24$  ч, т. е. лежит

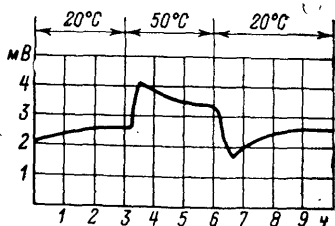


Рис. 9-15. Влияние температуры на дрейф нуля ДК типа ДРК.

на том же уровне, что и в лучших образцах ДК с золочением. Применяемая при этом технология получается более простой, а следовательно, снижается стоимость ДК.

Дрейф контактной разности потенциалов сильно зависит от колебаний температуры, которые влияют на контактную разность не непосредственно, а через другие факторы, например, поглощенные газы, влагу или скорость химических реакций, которые и вызывают изменение работы выхода электронов. Наиболее существенный дрейф нуля имеет место [Л. 9-16] сразу же после изменения температуры (рис. 9-15). При медленных изменениях температуры температурный дрейф ЭМУ с ДК лежит на уровне 20—50 мкВ/К.

### 9-3. СХЕМЫ И СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ДИНАМИЧЕСКИМ КОНДЕНСАТОРОМ

#### а) Схемы

Обязательными узлами ЭМУ с ДК являются входной преобразователь, усилитель переменного тока, фазочувствительный выпрямитель и сглаживающий фильтр. Иногда после фильтра используют УПТ. В ДК с электромагнитным возбуждением вследствие большой индук-

тивности катушки возбуждения ток в ней отстает от напряжения на  $70-80^\circ$ , что необходимо учитывать при проектировании фазочувствительного выпрямителя.

Существует два варианта включения преобразователя с ДК в схему ЭМУ с ООС. Они показаны на рис. 9-16 для случая последовательной ООС. В обоих вариантах обеспечивается одина-

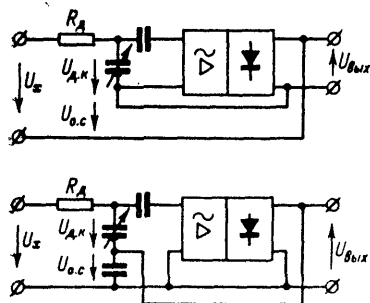


Рис. 9-16. Схемы включения преобразователя с ДК в цепь усилителя с последовательной ООС.

ковое входное сопротивление, одна и та же постоянная времени и пр., однако второй вариант имеет ряд преимуществ, а именно: общая точка усилителя заземлена, что облегчает борьбу с помехами; обеспечивается удобный переход от последовательной ООС к параллельной; просто решается вопрос о регулировке нуля (включением регулируемого напряжения в провод ООС).

В литературе описан ряд схем ЭМУ с ДК и отдельных узлов для них [Л. 9-5, 9-49, 9-50, 9-51, 9-57]. В электрометре ВК2-16 (рис. 9-17) преобразователь выполнен на конденсаторе ДРК-3, работающем на частоте собственного резонанса. Динамический конденсатор включен в цепь генератора (на рис. 9-17 схема генератора не приводится). Предварительный усилитель переменного тока состоит из каскада усиления на электрометрической лампе ЭМ-8, составного эмиттерного повторителя на двух транзисторах МП106 и одного каскада усиления на транзисторах МП106. Предварительный усилитель вместе с электрометрическими переключателями и высокоомными резисторами расположен в выносном блоке (отмечен пунктиром). Его коэффициент усиления составляет около 100.

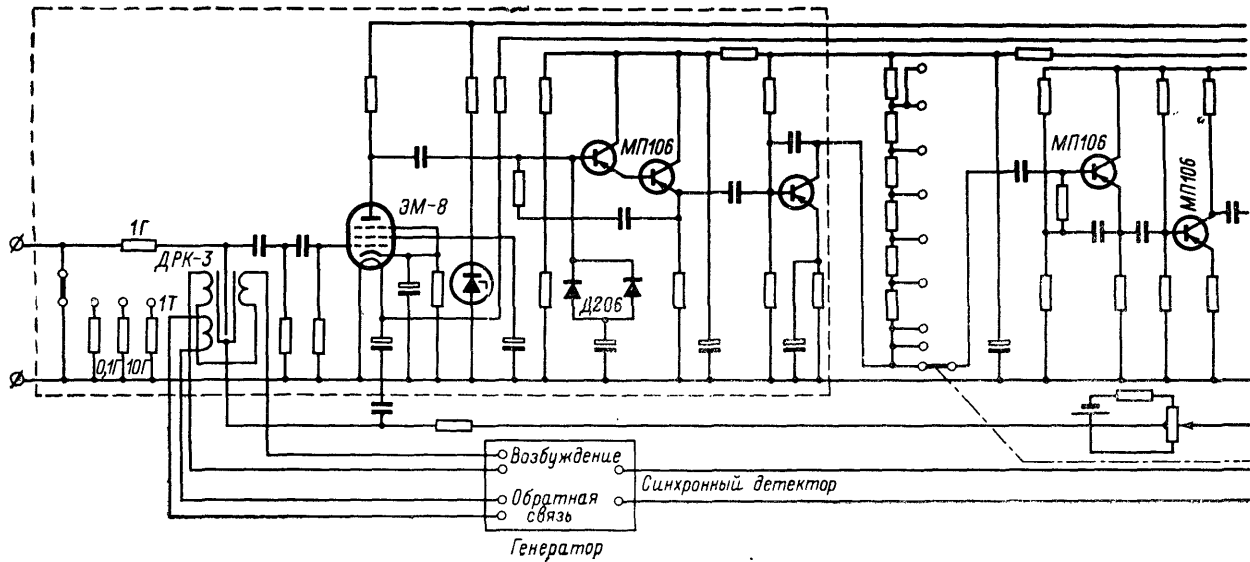
Основной усилитель собран на транзисторах МП106 и включает в себя эмиттерный повторитель, один каскад усиления, фазовращатель для коррекции фазовой характеристики усилителя и еще один каскад усиления; далее следует фазоинверсный каскад на транзисторе П306 для перехода на двухтактную схему и двухтактный усилитель мощности на двух транзисторах П306. Коэффициент усиления основного усилителя составляет около 1000.

Фазочувствительный выпрямитель собран по схеме кольцевого демодулятора на четырех транзисторах П308. Управляющее напряжение получается с генератора, питающего возбуждение ДК. К выходу выпрямителя подключен делитель ООС, с которым соединен делитель на выходе предварительного усилителя. При переключении пределов измерения коэффициент усиления в петле ООС поддерживается постоянным и составляет 1000 на всех пределах измерения, кроме предела 3 мВ, где он равен 300, и 1 мВ, где он равен 100. К выходу детектора подключен показывающий прибор М1792 с добавочными сопротивлениями, защищенный от перегрузки стабилитроном Д814В.

## б) Основные свойства

В табл. 9-2 приведены основные технические характеристики некоторых из серийно выпускаемых электрометров с ДК. Электрометр модели 640 на ДК с электростатическим возбуждением имеет по основным показателям лучшие свойства, чем остальные приборы. Наилучшие электрометры на ДК с электромагнитным возбуждением имеют дрейф нуля менее 100 мкВ в сутки и флуктуации 10—20 мкВ. Это позволяет иметь наиболее чувствительный предел по напряжению 1 мВ. Верхний предел составляет 10—30 В, для измерения больших напряжений (до 1 кВ) применяют делители, как, например, в электрометре М141. Входное сопротивление электрометров с ДК составляет  $10^{13}$ — $10^{16}$  Ом.

Наибольшее сопротивление измерительных резисторов равно  $10^{11}$ — $10^{12}$  Ом и наиболее чувствительный предел по току составляет  $10^{-15}$ — $10^{-14}$  А. Увеличение сопротивления до  $10^{13}$  Ом или снижение предела измерения по напряжению ниже 1 мВ (как в электрометре



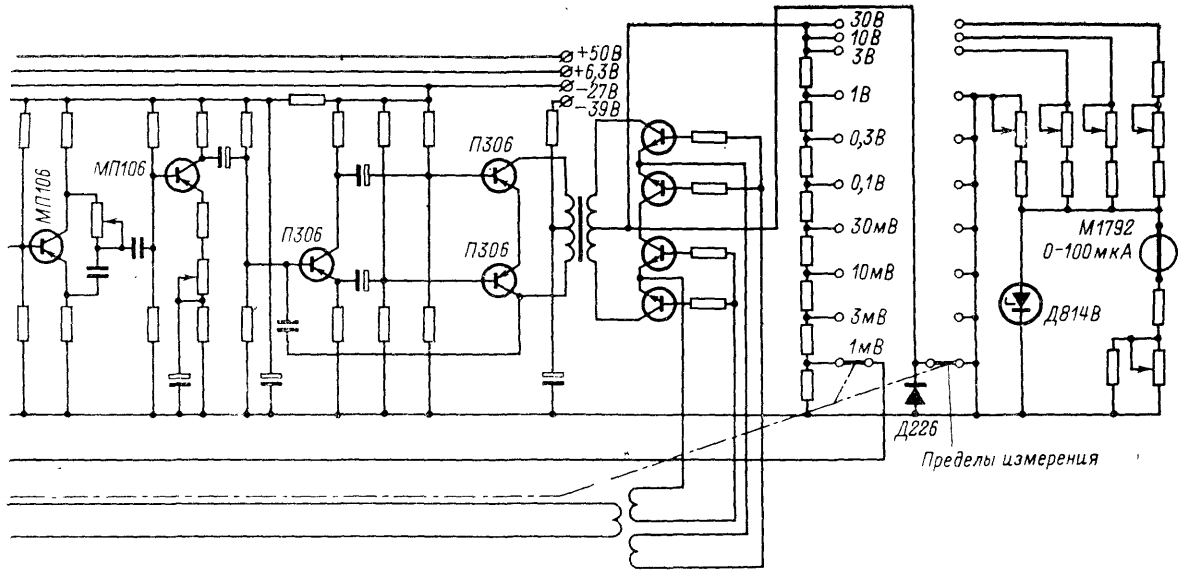


Рис. 9-17. Принципиальная схема электрометра ВК2-16.



Таблица 9-2

## Характеристики серийно выпускаемых электрометров с ДК

Тип	Изготовитель	Пределы измерения, погрешность	
		$U$	$I$
ЭД-05М	Завод КИП, Таллин	10 мВ—60 В, 1,5%	$10^{-13}$ — $10^{-9}$ А, 10%
ВК2-16	Минский приборо- строительный завод	1 мВ—30 В, 4—2,5%	$10^{-15}$ — $3 \cdot 10^{-7}$ А, 10%
ИМТ-65	Дзержинский филиал ОКБА	1 мВ—3 В, 1,5%	$10^{-14}$ — $3 \cdot 10^{-7}$ А, 2,5%
640	Keithley (США)	30 мкВ—30 В, 5—1%	$10^{-15}$ — $3 \cdot 10^{-5}$ А, 4—3%
3710	Applied Physics Corporation (США)	—	—
33В	Electrical Instruments (Англия)	10 мВ—1 В, 2—1%	$10^{-13}$ — $10^{-9}$ А
62А	Electrical Instruments (Англия)	1 мВ—10 В, 1%	—
TR 84-В	Takeda Ricken (Япония)	1 мВ—30 В	$10^{-15}$ — $3 \cdot 10^{-7}$ А, 5—3%
VA—J—52	VEB Vaku- tronik (ГДР)	1 мВ—10 В	—
M141	Weyne Kerr (Англия)	1 мВ—10 В, 1%	$10^{-15}$ — $10^{-7}$ А
FH-56	Frieseke und Hoepfner (ФРГ)	10 мВ—1 В, 1,5%	От $10^{-15}$ А
ММА11-17	Kawaguchi Electric Worke (Япония)	1 мВ—10 В, 1%	$10^{-15}$ — $10^{-5}$ А, 2,5%

Шумы	Дрейф нуля	Входное сопротивление, Ом	Масса, кг	Примечание
—	—	$10^{14}$	28	$P=80 \text{ В} \cdot \text{А}$
$5 \cdot 10^{-17} \text{ А}$	0,2 мВ/24 ч	$10^{16}$	14	$P=45 \text{ В} \cdot \text{А}$
—	—	—	—	$P=15 \text{ Вт}$ ; кабель до 500 м
2 мкВ (двойная амплитуда); $2 \cdot 10^{-17}$ двойная амплитуда); $1,5 \cdot 10^{-16}$ Кл (двойная амплитуда)	20 мкВ/24 ч, 20 мкВ/К, $5 \cdot 10^{-17} \text{ А}/24 \text{ ч}$	$10^{16}$	9	$\tau=1,5 \text{ с}$ при $R=$ $=10^{12} \text{ Ом}$ ; § 1995
$10^{-17} \text{ А}$	20 мкВ/20 мин, 100 мкВ/24 ч		1,1	$P=1 \text{ Вт}$ ; габариты $100 \times 150 \times 40 \text{ мм}$ ; $f=5 \text{ кГц}$
—	0,1 мВ/12 ч, 0,3 мВ/неделю	$10^{13}$	—	$f=50 \text{ Гц}$
—	0,1 мВ/12 ч	$10^{16}$	—	$P=25 \text{ В} \cdot \text{А}$ ; кабель до 90 м
20 мкВ, $10^{-15} \text{ А}$ ; $6 \cdot 10^{-16} \text{ Кл}$	—	—	—	$\tau=2 \text{ с}$ при $R=$ $=10^{12} \text{ Ом}$ ; § 1490
50 мкВ, $2 \cdot 10^{-17} \text{ А}$	—	$10^{15}$	—	—
10 мкВ	0,1 мВ/24 ч	$10^{16}$	16	$C_{\text{вх}}=3-30 \text{ пФ}$ ; $f=1 \text{ кГц}$ ; $P=85 \text{ Вт}$
—	1 мВ/24 ч	$10^{15}$		$f=1 \text{ кГц}$
150 мкВ; $5 \cdot 10^{-17} \text{ А}$	0,5 мВ/24 ч	$10^{15}$		$\tau=1; 5; 60 \text{ с}$

640) не повышает порог чувствительности по току, который ограничивается паразитным током и в лучшем случае равен  $(2 \div 3) 10^{-17}$  А. Иногда в электрометрах с ДК предусматривают измерение малых зарядов. При измерительной емкости 100 пФ и пределе измерения по напряжению 1 мВ предел измерения по заряду равен  $10^{-13}$  Кл. При измерении тока методом накопления заряда для времени накопления 100 с предел измерения составляет  $10^{-15}$  А. Повышение чувствительности и в этом случае ограничивается паразитным током. Иногда к электрометрам на ДК придаются приставки для измерения сопротивлений. Они содержат источник питания постоянного тока и камеру для подключения объекта. При наиболее чувствительном пределе измерения по току  $10^{-15}$  А можно измерять сопротивления  $10^{15}$  Ом (полная шкала) при напряжении 1 В,  $10^{16}$  Ом — при 10 В и  $10^{17}$  Ом — при 100 В.

Электрометры с ДК на наиболее чувствительных пределах имеют постоянную времени единицы — десятки секунд, это позволяет повысить их чувствительность. В быстродействующих измерителях ЭМУ с ДК обычно не используются, в лучшем случае их время установления показаний равно 1 с.

Масса электрометров с ДК обычно равна 10—20 кг. В последние годы такие электрометры применяют в системах исследования космоса [Л. 9-53]. Серийный электрометр 3710 имеет массу 1,1 кг, а габариты  $100 \times 150 \times 40$  мм. При этом обеспечиваются такие же характеристики, как на лучших электрометрах обычного исполнения.

## Глава десятая

# ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

---

## 10-1. УСИЛИТЕЛИ С ВИБРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

### а) Входные преобразователи

Механические преобразователи постоянных напряжений в переменные, называемые вибропреобразователями (ВП), позволяют выполнить УПТ с порогом чувствительности по напряжению на уровне нановольт при входном сопротивлении единицы—десятки ом, с чув-

ствительностью на уровне микровольт при входном сопротивлении порядка мегом и порогом чувствительности по току  $10^{-12}$ — $10^{-13}$  А при входном сопротивлении порядка гигаом. Нас интересует последний случай. Высокоомные и низкоомные усилители с ВП различаются схемами входных цепей и конструкцией ВП [Л. 10-11]. На работу высокоомных ВП оказывают влияние паразитные емкости, паразитные токи, генерированные заряды, контактная разность потенциалов и т. п. Требования к высокоомным ВП устанавливаются ГОСТ 11927-66 «Вибропреобразователи для электронных усилителей автоматических приборов».

Схема входной цепи, наиболее подходящая [Л. 10-13] для УПТ с высокой чувствительностью по току, приведена на рис. 10-1. Пунктиром показаны паразитные емкости. При замыкании якоря ВП с верхним контактом происходит заряд конденсатора  $C$  через внутреннее сопротивление  $R_i$  источника сигнала  $U_x$  и сопротивление  $R$ , при этом через  $R$  протекает ток заряда. При замыкании якоря с нижним контактом конденсатор  $C$  разряжается, и через  $R$  протекает ток противоположного направления. Переменное напряжение на сопротивлении  $R$  подается на вход усилителя переменного тока, оно пропорционально  $U_x$ .

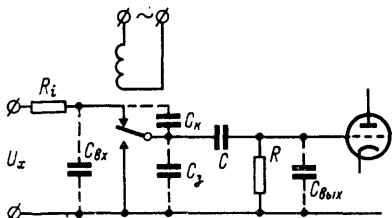


Рис. 10-1. Схема высокоомной входной цепи с ВП.

Отношение активной составляющей первой гармоники на выходе такой схемы к входному напряжению равно [Л. 10-13]:

$$k_{\text{п}} \approx \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{4R}{R_i [1 + 4f_0 R (C_{\text{к}} + C_{\text{з}} + C_{\text{вых}})] + 4R}, \quad (10-1)$$

где  $f_0$  — частота преобразования;  $C_{\text{к}}$ ,  $C_{\text{з}}$ ,  $C_{\text{вых}}$  — паразитные емкости. Последние в значительной мере определяют коэффициент преобразования  $k_{\text{п}}$ . Например, при  $R=10^9$  Ом,  $f_0=50$  Гц и  $C_{\text{к}}+C_{\text{з}}+C_{\text{вых}}=50$  пФ второе слагаемое в квадратных скобках уравнения (10-1) равно 10, т. е. паразитные емкости существенно уменьшают коэффициент преобразования и их желательно иметь как можно меньшими.

Входное сопротивление схемы по рис. 10-1 [Л. 10-13]

$$R_{\text{вх}} \approx \frac{4R}{1 + 4f_0 R (C_{\text{к}} + C_{\text{вых}})},$$

т. е. наличие емкостей  $C_{\text{к}}$  и  $C_{\text{вых}}$  эквивалентно сопротивлению  $1/f_0(C_{\text{к}}+C_{\text{вых}})$ , включенному параллельно входу. При  $C_{\text{к}}+C_{\text{вых}}=10$  пФ и  $f_0=50$  Гц это сопротивление равно всего лишь  $2 \cdot 10^9$  Ом.

## б) Собственные помехи

Паразитные токи входных преобразователей с ВП определяют токами диэлектриков и ионизационными токами. Обычно они не ограничивают порога чувствительности таких систем, который определяется другими факторами. Шумы таких преобразователей при

входных сопротивлений  $10^9$  Ом и выше определяются [Л. 10-13] тепловыми шумами резистора  $R$  и дробовыми шумами входного тока усилителя переменного тока. Они также могут быть сделаны малыми. Предельные возможности высокоомных входных преобразователей на ВП обычно определяются дрейфом нуля, который при  $R_{вх}=10^9$  Ом и выше может достигать 10 мВ в сутки. Основной причиной дрейфа является генерация паразитных зарядов на контактах. Эти заряды обусловлены поверхностными явлениями на контактах, наводками при движении якоря в электростатических полях, создаваемых наэлектризованными изоляторами и контактной разностью потенциалов металлических деталей, и т. п. Изменение влияющих факторов во времени и приводит к дрейфу.

Собственные помехи высокоомных ВП принято делить (ГОСТ 11927-66) на импульсные и эквивалентные входному сигналу постоянного тока. Импульсные помехи особенно велики на ВП без перекрытия контактов, у которых нет одновременного замыкания всех трех контактов. Эти помехи действуют на входе усилителя переменного тока лишь короткую часть периода, что уменьшает их вклад в результирующий уровень помех. Согласно ГОСТ 11927-66 для высокоомного ВП на сопротивлении  $10^9$  Ом импульсные помехи не должны превышать 0,3 мВ для ВП класса I; 0,6 мВ для ВП класса II и 1 мВ для ВП класса III. Применение ВП с перекрытием контактов уменьшает импульсные помехи, но ухудшает другие характеристики. В схеме на рис. 10-1 при замыкании всех трех контактов, т. е. дважды за период, емкость  $C_{вх}$  полностью разряжается, в результате чего среднее входное сопротивление уменьшается до уровня  $1/4f_0C_{вх}$  и при  $f_0=50$  Гц и  $C_{вх}=20$  пФ составит  $2,5 \cdot 10^8$  Ом. При работе без перекрытия можно получить существенно большее  $R_{вх}$ .

Помехи, эквивалентные входному сигналу, могут быть скомпенсированы встречно включенным напряжением. Они вызываются термо-э. д. с., контактной э. д. с. и другими явлениями, дающими на выходе сигнал основной частоты. Согласно ГОСТ 11927-66 уровень помех, эквивалентных входному сигналу, для высокоомных ВП на сопротивлении  $10^9$  Ом не должен превышать 0,15 мВ для класса I; 1,5 мВ для класса II и 5 мВ для класса III. При изменении температуры от 5 до 70°C изменение уровня помех, эквивалентных входному сигналу, не должно превышать 0,1 мВ для класса I; 0,5 мВ для класса II и 1 мВ для класса III.

Порог чувствительности по току усилителей с ВП может быть в отдельных образцах доведен до  $10^{-15}$  А при входном сопротивлении  $10^{10}$  Ом и входной постоянной времени 1 с [Л. 10-13]. В серийных приборах с ВП таких высоких характеристик реализовать не удается.

## в) Схемы и свойства

Высокоомные чувствительные усилители с ВП применяются в тех случаях, когда не требуется предельной чувствительности по току и очень большого входного сопротивления. Особенно удобны они для построения самопишущих приборов, в частности, рН-метров-милливольтметров, самопишущих измерителей токов для контроля ядерных реакторов и т. п.

На рис. 10-2 приведена схема усилителя для самопишущих высокоомных потенциометров ЭППВ-26 и ЭППВ-28 с записью на лен-

Таблица 10-1

## Технические характеристики серийно выпускаемых приборов с вибропреобразователями

Тип	Изготовитель	Пределы измерений (полная шкала)	Входное сопротивление	Погрешность	Дрейф нуля	Шумы
ЭПВ-25 (самопи- шущий)	ОЗ СКА, Ленинград	100—200—400—1600 мВ	> 10 <sup>11</sup> Ом	0,5%	—	0,2%
ВЭ-11	„Пулане Рэт“, Таллин	От 30 мкВ до 1 В	3 · 10 <sup>8</sup> Ом	1%	5 мкВ/8 ч	2 мкВ
МВ17А	Millivac Согр. (США)	От 1 мВ до 1000 В (8 пределов)	6 · 10 <sup>6</sup> Ом; на двух верхних пределах 6 · 10 <sup>7</sup> Ом	—	—	—
—	Siemens (ФРГ)	От 100 мкВ до 1 В	10 <sup>7</sup> Ом/В	1,5—2,5%	2 мкВ	—
—	Siemens (ФРГ)	От 10 <sup>-9</sup> до 10 <sup>-8</sup> А (13 пределов)	400 кОм—2 Ом	1,5—2,5%	10 <sup>-11</sup> А	—
ЭПВ-51 (самопи- шущий)	ОЗ СКА, Ленинград	От 6 · 10 <sup>-10</sup> до 2,6 · 10 <sup>-8</sup> А (4 пре- дела)	От 6,8 · 10 <sup>10</sup> до 1,5 · 10 <sup>7</sup> Ом	—	—	—
ЭПВ-60 (самопи- шущий)	ОЗ СКА, Ленинград	От 5 · 10 <sup>-10</sup> до 5 · 10 <sup>-7</sup> А	R <sub>визм</sub> = 10 <sup>9</sup> Ом	3,5%	—	—
ЭПВ-64	То же	От 5 · 10 <sup>-10</sup> до 5 · 10 <sup>-8</sup> А	—	6,5%	—	—
ВК2-10	„Пулане Рэт“, Таллин	От 100 мкВ до 1 В; От 3 · 10 <sup>-11</sup> до 10 <sup>-3</sup> А	—	4%	20 мкВ/ч	—
ПВ-2М	Держинский филиал ОКБА	От 10 мВ до 1 В (5 пределов); От 10 <sup>-11</sup> до 10 <sup>-7</sup> А (10 пределов)	R <sub>визм</sub> = 10 <sup>9</sup> и 10 <sup>7</sup> Ом	—	—	—
—	Philips	От 10 мкВ до 1000 В; От 10 <sup>-11</sup> до 10 <sup>-4</sup> А	—	3%	—	—

точной диаграмме. Основные характеристики прибора ЭППВ-26 приведены в табл. 10-1. Время прохождения указателем всей шкалы равно 8 с, длина шкалы и ширина диаграммы 275 мм. Приборы рассчитаны на работу с источниками сигнала, имеющими внутреннее сопротивление

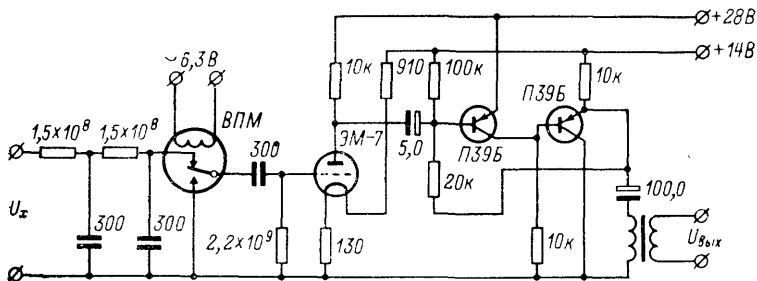


Рис. 10-2. Принципиальная схема высокоомного усилителя самопишущих приборов ЭППВ-26 и ЭППВ-28.

ние до  $10^9$  Ом, изменение показаний прибора при изменении этого сопротивления от 0 до  $5 \cdot 10^8$  Ом не превышает 0,5%. В усилителе использован разомкнутый ВП типа ВПМ по схеме, приведенной на рис. 10-1. Фильтр из резисторов  $1,5 \cdot 10^8$  Ом и конденсаторов 300 пФ защищает усилитель от входных наводок.

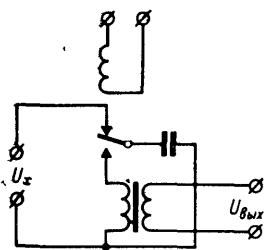


Рис. 10-3. Входная цепь с резонансным контуром.

Постоянное напряжение на входе усилителя преобразуется в переменное прямоугольной формы частотой 50 Гц. Входной каскад усилителя переменного тока выполнен на электрометрической лампе ЭМ-7, дальнейшее усиление осуществляется с помощью двух транзисторов. Выходное напряжение усилителя  $U_{\text{вых}}$  поступает на одну из обмоток двигателя, который перемещает реохорд прибора и компенсирует измеряемое напряжение. На вход усилителя поступает разность между измеряемым и компенсирующим напряжениями. Одновременно с реохордом перемещается каретка с указателем отсчетного устройство и пером.

В литературе можно найти описание ряда высокоомных приборов с ВП. Особый класс приборов с ВП представляют такие, в которых конденсатор, заряжающийся от контролируемого источника при одном положении подвижного контакта, разряжается при другом положении на первичную обмотку трансформатора (рис. 10-3). При разряде конденсатора возникают затухающие колебания на частоте резонанса контура, которые усиливаются и выпрямляются. Высокая частота преобразования такой системы облегчает борьбу с помехами. При использовании специального ВП на пьезоэлектрическом элементе из сегнетокерамики [Л. 10-20, 10-23] этот принцип позволил создать усилитель, который при входном сопротивлении  $10^8$  Ом и полосе пропускания 1 Гц имел шумы 2,5 мкВ, что всего лишь в 2 раза превышает тепловые шумы. Длительный дрейф не превышал 2,5 мкВ.

## г) Серийные приборы

В табл. 10-1 приведены основные характеристики некоторых из выпускаемых в СССР и за рубежом приборов с ВП. Лучшие из них имеют самый чувствительный предел измерения по току  $10^{-11}$  А. Пределы измерения по напряжению лежат в широком диапазоне в зависимости от входного сопротивления.

## 10-2. УСИЛИТЕЛИ С ФОТОРЕЗИСТИВНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

### а) Принцип действия и свойства

В преобразователе постоянного тока в переменный на фоторезисторах (ФР) измеряемое напряжение  $U_x$  подается на делитель из добавочного резистора  $R_d$  и ФР (рис. 10-4). Фоторезистор освещается от источника света ИС пульсирующим световым потоком и при этом меняет свое сопротивление. Напряжение  $U_{вых}$  на выходе преобразователя приобретает переменную составляющую, которая усиливается и выпрямляется. Система в целом охватывается ООС. Преобразователь на ФР не может работать без потребления энергии от источника сигнала, однако его входное сопротивление может быть большим и порог чувствительности по току иногда достигает  $10^{-13}$  А. Такие преобразователи просты, надежны и устойчивы к механическим воздействиям и поэтому широко распространены. Аналогичные преобразователи могут быть выполнены и на фотоэлементах.

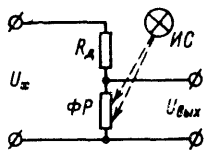


Рис. 10-4. Схемы преобразователя на фоторезисторе.

Коэффициент преобразования прямо пропорционален кратности изменения сопротивления ФР. Эта величина лежит в пределах от 1,2 для сернисто-свинцовых ФР до 500 для селенисто-кадмиевых. Наиболее часто используются селенисто-кадмиевые ФР [Л. 10-26, 10-28] или сернисто-кадмиевые [Л. 10-21, 10-28], имеющие меньшую кратность изменения сопротивления. Коэффициент преобразования зависит от частоты модуляции, при высоких частотах сказывается инерционность ФР. Обычно частота преобразования выбирается в пределах до 1 кГц. Существенно влияют на коэффициент преобразования глубина модуляции светового потока и степень согласования спектральных характеристик источника света и ФР.

В качестве источников света можно использовать лампочку накаливания с вращающимся obturatorом, перекрывающим пучок света, малоинерционную лампочку накаливания, питаемую переменным током [Л. 10-21, 10-28], светодиоды и пр. Наиболее часто источники света выполняют на безынерционных газонаполненных лампах. С точки зрения согласования спектральных характеристик для ФР из сульфида кадмия наиболее подходят лампы с наполнением аргонном, а для ФР из селенида кадмия — неоном [Л. 10-28]. Модуляторы с газонаполненными лампами имеют большую глубину модуляции, хорошую устойчивость к вибрациям и малую мощность, что важно, так как свойства ФР сильно зависят от температуры.



Коэффициент преобразования можно повысить, применяя двухтактное преобразование [Л. 10-9, 10-25]. В этом случае вместо  $R_d$  (см. рис. 10-4) включается второй ФР, который освещается в тот момент, когда первый затемнен. Соответственно необходим второй источник света. Входное сопротивление двухтактного преобразователя на ФР, определяемое как отношение напряжения на входе к среднему за период преобразования значению тока, примерно равно темновому сопротивлению ФР и может лежать в пределах от сотен килоом до гигаом. Выходное сопротивление преобразователя невелико, что позволяет использовать транзисторный усилитель переменного тока, и прибор в целом получается простым

## б) Собственные помехи

Основными составляющими шумов ФР являются тепловой шум, шумы, связанные с явлениями возбуждения и рекомбинации, и фликкер-шумы, обратно пропорциональные частоте. При рациональной конструкции и технологии изготовления ФР шумы могут быть достаточно низкими. Другим источником собственных помех являются паразитные фото- и термо-э. д. с. Фото-э. д. с. возникают большей частью на контактах с кристаллической структурой материала. Они могут быть уменьшены защитой контактов от излучения и подбором контактных материалов и технологии их нанесения. Хо-

Таблица 10-2

### Характеристики фоторезистивных преобразователей

Тип	Изготовитель	Темновое сопротивление, Ом	Кратность изменения сопротивления	Рабочая частота, Гц	Коэффициент преобразования	Шумы, мкВ
C-4812 C-4840 C-4841	Lames Electronic (США)	$10^{11}$	$10^5$	1000	0,85	1
C-4005 C-4006 C-4007 C-4008	Lames Electronic (США)	—	—	1—3000	0,5	—
СК-1111	Raytheon (США)	$10^9$	$10^4$	1000	—	2
СК-1101	Raytheon (США)	$5 \cdot 10^8$	$10^3$	1000	—	1
CV-P1, CV-P3	Екогава Дэнки Сэйсакусе (Япония)	$2 \cdot 10^9$	$10^4$	100	—	1
	„Вибратор“ Ленинград	$10^9$	$10^3$	100	—	0,4

## Характеристики серийных приборов с фоторезистивными модуляторами

Тип	Изготовитель	Пределы измерения (полная шкала)	Входное сопротивление, Ом	Погрешность, %	Дрейф нуля	Шумы
151	Keithley (США)	0,1 мВ — 10 В	$10^7$	3	10 мкВ/24 ч	$2 \cdot 10^{-13}$ А
153	Keithley (США)	10 мкВ — 1 кВ; $10^{-11}$ — $10^{-1}$ А	$2 \cdot 10^7$ — $2 \cdot 10^8$	1—4	2 мкВ/24 ч; $2 \cdot 10^{-12}$ А/24 ч	0,06 мкВ, $10^{-13}$ А (действующее значение)
410С	Hewlett Packard (США)	15 мВ — 1,5 кВ; 1,5 мкА — 0,15 А; $10^{-10}$ — $10^7$ Ом	$10^7$ — $10^8$	—	—	—
412А	Hewlett Packard (США)	1 мВ — 1 кВ; $10^{-8}$ — 1 А; $2 \cdot 10^{-2}$ — $5 \cdot 10^8$ Ом	$10^7$ — $2 \cdot 10^8$	1—2	—	—
419А	Hewlett Packard (США)	3 мкВ — 1 кВ	$10^8$ — $10^9$	2	—	—
425А	Hewlett Packard (США)	10 мкВ — 1 В; $10^{-11}$ — $3 \cdot 10^{-3}$ А	$2 \cdot 10^8$	3	2 мкВ/ч	0,2 мкВ
ДУ-2460А	Hewlett Packard (США)	—	$10^{10}$	—	1 мкВ/неделю	4 мкВ (двойная амплитуда)
1807	General Radio (США)	15 мкВ — 1,5 кВ; $1,5 \cdot 10^{-11}$ — $10^{-2}$ А	$5 \cdot 10^8$	0,2	—	0,05 мкВ; $5 \cdot 10^{-14}$ А
VX102А	Metrix	10 мкВ — 1 кВ; $10^{-12}$ — $10^{-8}$ А	$10^7$ — $10^8$	2—10	20 мкВ/24 ч	1 мкВ

рошие результаты дают [Л. 10-28] индий или алюминий, нанесенные испарением, наплавлением или совокупностью этих методов. Для уменьшения термо-э. д. с. стремятся к защите ФР от теплового излучения и резких изменений температуры. Для обеспечения изотермичности соединения выводов ФР с проводами выполняются особо тщательно и заливаются эпоксидной смолой. Существенным источником собственных помех являются наводки на ФР от источников света через паразитные емкости связи. Для избавления от них источники света и ФР разделяют тонкой металлической сеткой [Л. 10-21] или электропроводящим стеклом или применяют светопроводы.

## в) Серийные приборы

Развитию преобразователей на ФР в последние 15—20 лет уделялось большое внимание. Освоен серийный выпуск модуляторов на ФР (табл. 10-2) и приборов с их использованием (табл. 10-3).

## 10-3. УСИЛИТЕЛИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

### а) Принципы построения

Биполярные транзисторы имеют малые объем и массу, высокие механическую прочность и надежность, большой срок службы и т. п. Эти привлекательные характеристики привели к широкому их внедрению в электронную измерительную аппаратуру, в том числе и электрометрическую. Однако неоднократные попытки использовать биполярные транзисторы во входных каскадах электрометрических измерителей не имели успеха. Это связано с тем, что биполярный транзистор представляет собой элемент, управляемый током, а не напряжением, и получение большого входного сопротивления и, тем самым, высокой чувствительности по току затруднительно [Л. 10-18, 10-19, 10-27].

Входные усилительные каскады на биполярных транзисторах могут выполняться с выходом на постоянном токе и с преобразованием постоянного тока в переменный. В последнем случае транзистор работает в ключевом режиме. Получить высокую чувствительность по току при этом не удастся, так как действуют те же ограничивающие факторы, что и в усилителях на биполярных транзисторах с непосредственными связями каскадов, и добавляется ряд других источников собственных помех. Эквивалентное значение входного остаточного тока в каскадах с преобразованием в лучшем случае составляет [Л. 10-1]  $10^{-8}$  А, т. е. вне электрометрического диапазона.

В последнее время стали широко применяться интегральные операционные усилители на биполярных транзисторах. Однако их свойства пока не позволяют применять их во входных каскадах электрометрической аппаратуры.

### б) Собственные помехи

Для входного усилительного каскада на биполярном транзисторе имеется [Л. 10-22] две основные причины, ограничивающие его

чувствительность по току. Во-первых, это наличие тока смещения на входе, уровень которого определяет дробовые шумы:

$$I_6 = \frac{I_3}{1 + \beta} - I_{к.60}.$$

где  $I_3$  — ток в цепи эмиттера;  $I_{к.60}$  — нулевой ток в цепи коллектор — база;  $\beta$  — коэффициент усиления по току.

Во-вторых, чувствительность по току ограничивается входным сопротивлением, которое определяет ток тепловых шумов. Оно представлено параллельным сопротивлением участка коллектор — база и сопротивления

$$R'_{вх} = \frac{(1 + \beta) KT}{qI},$$

где  $K$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура;  $q$  — заряд электрона.

Из приведенных выражений видно, что единственным путем одновременного снижения  $I_6$  и увеличения  $R'_{вх}$  является уменьшение  $I_3$ . К сожалению, при снижении  $I_3$  уменьшается  $\beta$ . Это иллюстрируется рис. 10-5 [Л. 10-22] (см. также [Л. 10-7, 10-19]). Снижение  $\beta$  ограничивает возможности выполнения входного усилительного каскада с высокой чувствительностью по току. Существует оптимальный ток эмиттера, при котором мощность шумов входного каскада минимальна [Л. 10-22].

Обеспечить большой коэффициент  $\beta$  при малых токах эмиттера могут лишь кремниевые планарные транзисторы. Технология их изготовления предопределяет более чистую поверхность, чем у сплавных и меза-устройств, что дает хорошее значение  $\beta$  при малых токах эмиттера. Ток  $I_{к.60}$  также получается малым, что важно для получения высокой чувствительности по току. Еще одним требованием к входному транзистору является большое сопротивление участка коллектор — база. Наконец, для получения малого температурного и временного дрейфа входной каскад должен быть балансным. Оба транзистора должны быть в одном корпусе, а еще лучше на одном кристалле, и должны иметь хорошо согласованные параметры.

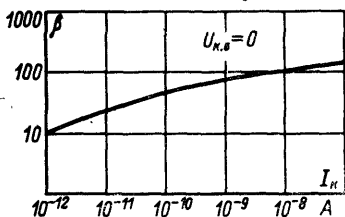


Рис. 10-5. Зависимость коэффициента усиления от тока коллектора для кремниевого  $n-p-n$ -транзистора 2N4044.

Выполнение всех этих требований возможно, но из серийных приборов подобрать транзисторы для этих целей трудно, лишь транзистор 2N4044 (рис. 10-5) хорошо удовлетворяет всем требованиям [Л. 10-22]. В [Л. 10-24] для этих целей были использованы транзисторы с необычным эффектом, обнаруженным на транзисторах 2N336 и 2N338 фирмы Texas Instruments. У таких транзисторов с уменьшением тока базы до  $10^{-11}$ — $10^{-9}$  А наблюдалось не уменьшение  $\beta$ , а резкое его возрастание (до 40 000). Было установлено, что такие транзисторы имеют стабильные характеристики и по поведению аналогичны обычным транзисторам. Была обнаружена корреляция между коэффициентом усиления в режиме микроотоков и то-

ком утечки от коллектора к эмиттеру: транзисторы с большим усилением имели большие токи утечки. Объяснение эффекту увеличения коэффициента усиления пытались найти в произвольном образовании инверсных слоев  $n$ -типа в области базы  $p$ -типа кремниевых транзисторов  $n$ - $p$ - $n$ -типа. Однако со сменой технологии изготовления транзисторов эффект перестал наблюдаться и дальнейшего развития работа не получила. На отобранных транзисторах удалось выполнить усилители по схеме с параллельной ООС, имеющие при измерительных резисторах  $10^{12}$ — $10^3$  Ом номинальные входные токи  $10^{-12}$ — $10^{-3}$  А, шумы  $1,7 \cdot 10^{-14}$  А (действующее значение) при постоянной времени 0,5 с и дрейф нуля  $4 \cdot 10^{-13}$  А/мин.

## в) Примеры практического исполнения

В высокочувствительном по току усилителе с входным каскадом на биполярном транзисторе 2N4044 [Л. 10-22] для защиты от перегрузок предусмотрен (рис. 10-6) резистор 100 кОм. Каскад балансный и имеет несимметричный выход. Он работает в микротоковом режиме, поэтому последующий усилительный каскад выполнен на

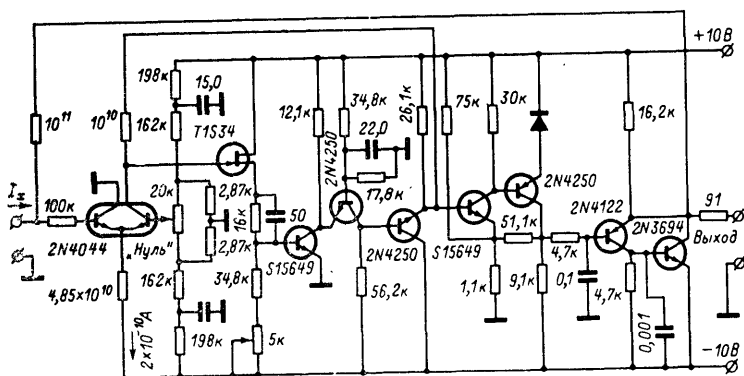


Рис. 10-6. Схема высокочувствительного по току усилителя на биполярных транзисторах.

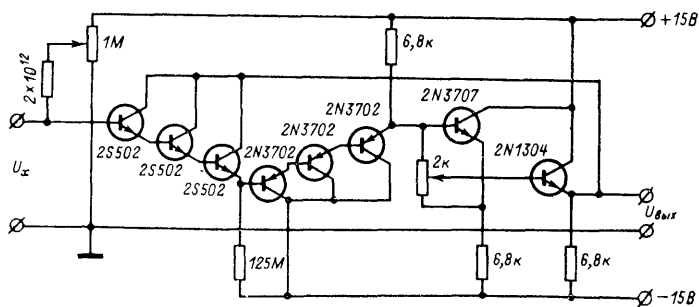


Рис. 10-7. Схема усилителя с  $R_{вх} = 1,4 \cdot 10^{12}$  Ом на диапазон  $\pm 10$  В.

полевом транзисторе. Усилитель по этой схеме при сопротивлении в цепи параллельной ООС  $10^{11}$  Ом имел уровень шумов  $8 \cdot 10^{-14}$  А и наиболее чувствительный предел измерения  $10^{-11}$  А.

В других работах по этому вопросу наиболее высокие результаты получены в [Л. 10-19]. При этом также используется микротокковый режим. Одна из рассмотренных в этой работе схем приведена на рис. 10-7. Входной каскад выполнен по схеме составного эмиттерного повторителя на трех транзисторах с большой нагрузкой в цепи эмиттера ( $125$  МОм). Компенсация тока смещения на входе осуществляется от резистивного источника тока на резисторе  $2 \cdot 10^{12}$  Ом с регулируемым источником питания. Входное сопротивление усилителя превышало  $1,4 \cdot 10^{12}$  Ом при сигналах в диапазоне  $\pm 10$  В, коэффициент передачи по напряжению составлял  $0,97$ , а дрейф — менее  $30$  мкВ/ч при лабораторных условиях. Эта и большинство других опубликованных схем высокоомных измерителей напряжений на транзисторах рассчитаны на большие входные напряжения, т. е. чувствительность по току невысока.

## 10-4. ДРУГИЕ ТИПЫ ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ УПТ

### а) Общие замечания

Рассмотренные УПТ на вибропреобразователях, фоторезисторах и биполярных транзисторах являются наиболее распространенными из различных высокочувствительных по току УПТ, однако существуют и другие типы таких УПТ. Некоторые из них обладают весьма привлекательными характеристиками. Ниже будет дан самый общий обзор по этому вопросу. Более подробные сведения можно найти в специальной литературе [Л. 10-2]. В электрометрии такие приборы применяются пока редко.

### б) Гальванометрические усилители

Входным преобразователем в гальванометрических УПТ служит магнитоэлектрический гальванометр; угол поворота подвижной части преобразуется в выходной электрический сигнал и вся система в целом охватывается ООС. Наиболее распространены фотогальванометрические преобразователи, серийно выпускаются также гальваноиндукционные, а в научных публикациях встречаются и другие системы гальванометрических усилителей. Входное сопротивление гальванометрических УПТ невелико, и этим определяется достижимый порог чувствительности по току. Наиболее чувствительный предел измерения по току серийных приборов Ф128/2 равен  $5 \cdot 10^{-10}$  А, при этом погрешность составляет  $2,5\%$ , а время успокоения  $12$  с. Дрейф нулевого уровня после прогрева в течение  $30$  мин не превышает  $1,6 \cdot 10^{-10}$  А/ч.

### в) Усилители с магниторезистивным преобразователем

Магниторезистор представляет собой изоляционную пластинку, на которую фотохимическим способом наносится слой эвтектики из антимонида индия и антимонида никеля. Пластинка помещается в переменное магнитное поле системы возбуждения, под влиянием которого сопротивление магниторезистора изменяется от некоторого

нижнего до некоторого верхнего значения. Так же, как и в случае фоторезистивного модулятора, на основе меняющегося сопротивления можно выполнить одноктактные и двухтактные преобразователи [Л. 10-10]. В последние годы в деле создания высококачественных магниторезистивных преобразователей сигналов постоянного тока в переменный достигнуты большие успехи. Созданы преобразователи с уровнем собственных помех по напряжению порядка десятых — сотых долей микровольта. Сопротивление магниторезистора, однако, невелико (сотни — тысячи ом), и порог чувствительности по току в принципе не может быть очень высоким, в лучшем случае он составляет  $10^{-11}$ — $10^{-12}$  А.

### г) Усилители с преобразователем на полевом транзисторе

В таких преобразователях канал полевого транзистора используется в качестве управляемого сопротивления. Управляющий сигнал переменного тока включается в цепь затвора. Если использовать МОП-транзисторы с индуцированным каналом, то сопротивление закрытого канала может быть очень большим, а сопротивление открытого канала достаточно малым. Это позволяет получить высокий коэффициент преобразования и высокую чувствительность по току. Имеются сведения, что такого рода модуляторы могут обеспечить порог чувствительности по напряжению порядка сотых долей микровольта и по току порядка  $10^{-14}$  А, т. е. они могут успешно конкурировать с контактными преобразователями и преобразователями на фоторезисторах. Однако промышленное освоение таких систем только начинается.

## Глава одиннадцатая

# ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЙ

---

## 11-1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И СВОЙСТВА. ПОВЕРКА

### а) Принципы построения

Современные электрометрические измерители напряжения выполняются обычно в виде ЭМУ с последовательной ООС (§ 4-2). При большой глубине ООС выходное напряжение ЭМУ компенсирует измеряемое, поэтому нередко такие схемы называют автокомпенсационными. В них ЭМУ играет роль нуля-органа. В самопишущих электрометрических измерителях напряжения выходное напряжение ЭМУ (рис. 11-1) управляет двигателем *Дв*, который перемещает движок реохорда. Реохорд питается от стабилизированного источника  $U_0$ , снимаемое с реохорда напряжение компенсирует изме-

ряемое. Значение  $U_x$  определяется по положению движка реохорда, с которым связаны указатель шкалы прибора и перо самописца. Приборы такого рода называют автоматическими потенциометрами.

В компенсаторах с ручным уравниванием ООС замыкается через оператора. Для них не нужен ЭМУ с большим коэффициентом усиления, достаточно иметь однокаскадный нуль-индикатор на электрометрической лампе, МОП-транзисторе и пр.

Некомпенсационные электрометрические измерители напряжений ранее использовались очень широко, сейчас они почти не применяются. Также вышел из употребления метод с запоминающим конденсатором [Л. 11-13].

В этом случае конденсатор полностью заряжается от источника  $U_x$ , затем отсоединяется от него, и по напряжению на конденсаторе определяется  $U_x$ . Недостатками метода являются отсутствие непрерывности измерений, зависимость времени заряда конденсатора от внутреннего сопротивления источника и др. Интересно отметить, что развитием этого метода являются системы с вибропреобразователями (см. § 10-1). Благодаря циклической работе вибропреобразователя в них обеспечивается непрерывность измерений.

## б) Входные преобразователи

В табл. 11-1 даны некоторые характеристики серийных измерителей напряжения с разными преобразователями. Выбор типа входного преобразователя для электрометрических измерителей напряжения определяется требованиями к измерителю в целом в отношении чувствительности, входного сопротивления, быстродействия, условий эксплуатации и т. п. Например, для электрометрических самопишущих измерителей напряжения наиболее подходят преобразователи с модуляцией: на динамическом конденсаторе, вибропреобразователе и др., которые обеспечивают малый дрейф нуля. Кроме того, применение двигателя переменного тока на выходе усилителя с модуляцией упрощает схему в целом. Наоборот, в быстродействующих измерителях более пригодны усилители с непосредственными связями каскадов.

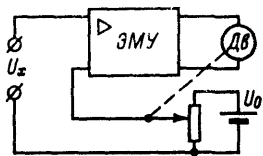


Рис. 11-1. Принципиальная схема автоматического потенциометра.



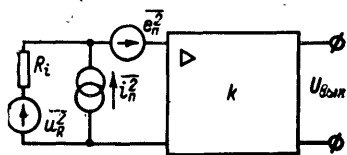


Рис. 11-2. К вопросу о согласовании источника сигнала с измерителем.

Выбор входного преобразователя зависит от сопротивления источника сигнала, с которым предназначен работать измеритель. Если уровень собственных помех ЭМУ по напряжению и по току задан, т. е. тип входного преобразователя выбран, то существует оптимальное

значение сопротивления источника сигнала  $R_i$ , при котором коэффициент шума системы в целом минимален. Покажем это. Пусть шумы на  $R_i$  (рис. 11-2) равны:

$$\bar{u}_R^2 = 4KT\Delta f R_i \gamma,$$

где  $\gamma$  — коэффициент шума источника сигнала, характеризующий отношение реальных шумов к теоретическому уровню.

Если ЭМУ характеризуется шумами на входе  $\bar{e}_n^2$  и  $\bar{i}_n^2$ , то шумы на выходе ЭМУ равны:

$$\bar{u}_{\text{вых}}^2 = k [4KTR_i\Delta f \gamma + \bar{e}_n^2 + \bar{i}_n^2 R_i],$$

где  $k$  — коэффициент усиления ЭМУ.

Составляющая, обусловленная шумами источника, равна:

$$\bar{u}_{\text{вых0}}^2 = k \cdot 4KT\Delta f R_i \gamma,$$

и коэффициент шума находится как

$$N = \frac{\bar{u}_{\text{вых}}^2}{\bar{u}_{\text{вых0}}^2} = 1 + \frac{1}{4KT\Delta f \gamma} \left( \frac{\bar{e}_n^2}{R_i} + \bar{i}_n^2 R_i \right).$$

Находя производную  $dN/dR_i$  и приравнявая ее к нулю, определяем, что  $N$  минимален при  $R_{i\text{опт}}^2 = \bar{e}_n^2 / \bar{i}_n^2$ ; при этом,

как нетрудно видеть, шумы по току и по напряжению вносят одинаковый вклад в результирующие шумы. Например, если используется ЭМУ с динамическим конденсатором, у которого  $e_n = 20$  мкВ и  $i_n = 2 \cdot 10^{-17}$  А, то наименьший коэффициент шума имеет место при измерениях на объектах с  $R_i = 10^{12}$  Ом. Если используется усилитель с вибропреобразователем, имеющий уровень помех 2 мкВ и  $2 \cdot 10^{-13}$  А, то он наиболее пригоден для работы с объектами, имеющими  $R_i \approx 10^7$  Ом.

Таблица 11-1

## Сравнение характеристик приборов с различными типами преобразователей

Тип прибора	Вид преобразователя	Изготовитель	Наиболее чувствительный предел измерения	Шумы, дрейф	Входное сопротивление
640	Динамический конденсатор с электростатическим возбуждением	Keithley (США)	30 мкВ	2 мкВ; 20 мкВ/24 ч	$10^{16}$ Ом
ВК2-16	Динамический конденсатор с электромагнитным возбуждением	Минский приборостроительный завод	1 мВ	200 мкВ/24 ч	$10^{16}$ Ом
У1-6	Электрометрическая лампа	„Измеритель“, Ленинград	100 мВ	2 мВ/20 мин	$10^{12}$ Ом (резистор)
301	МОП-транзистор	Keithley (США)	—	10 мкВ при $\Delta f = 10$ Гц, 2 мкВ/неделю, 150 мкВ/К	$5 \cdot 10^{12}$ Ом
ЭППВ-26	Вибропреобразователь	ОЗ СКА, Ленинград	100 мВ	20 мкВ	$10^{11}$ Ом
Multimeter-35	Варикап с <i>p-n</i> -переходом	АЕГ (ФРГ)	—	30 мкВ/К	$2 \cdot 10^9$ Ом
151	Фоторезистивный	Keithley (США)	0,1 мВ	2 мкВ, 10 мкВ/24 ч	$10^7$ Ом

## в) Шумы

Порог чувствительности электрометрических измерителей напряжения чаще всего определяется уровнем шумов. Для расчета собственных помех ЭМУ с последовательной ООС источник сигнала охарактеризуем (рис. 11-3) внутренним сопротивлением  $R_i$ , емкостью  $C_i$  и помехами  $e_R$ , а ЭМУ — коэффициентом усиления  $k$

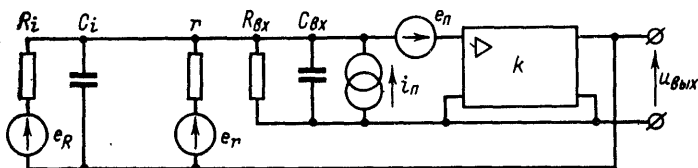


Рис. 11-3. Эквивалентная схема для определения шумов ЭМУ с последовательной ООС.

(считаем его не зависящим от частоты во всем рабочем диапазоне частот), входным сопротивлением  $R_{вх}$  (без тепловых шумов) и  $C_{вх}$  и помехами  $e_{п}$  и  $i_{п}$ . На входе ЭМУ включен резистор  $r$  с помехами  $e_r$ .

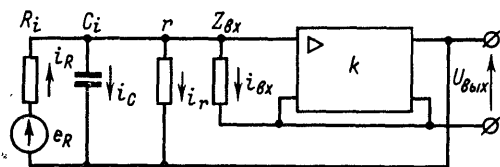


Рис. 11-4. Эквивалентная схема для нахождения коэффициента передачи  $k e_R$ .

При расчете собственных помех определяются коэффициенты передачи для каждого из источников помех ( $e_R$ ,  $e_r$ ,  $e_{п}$ ,  $i_{п}$ ) с последующим нахождением суммарного напряжения помех на выходе. Для определения коэффициента передачи источника  $e_R$  (рис. 11-4) имеем систему уравнений

$$i_R = i_C + i_r + i_{вх}; \quad e_r = i_R R_i + i_C / p C_i; \quad i_C / p C_i = i_{r r};$$

$$i_{r r} = i_{вх} Z_{вх} + u_{вых}; \quad k i_{вх} Z_{вх} = u_{вых}.$$

Совместное решение их дает:

$$u_{вых} = \frac{k}{k+1} \frac{Z_{\Sigma}}{R_i} e_R$$

где

$$\frac{1}{Z_{\Sigma}} = \frac{1}{Z_i} + \frac{1}{r} + \frac{1}{(k+1)Z_{\text{ВХ}}}, \quad (11-1)$$

где  $Z_i$  и  $Z_{\text{ВХ}}$  представлены параллельным соединением соответственно  $R_i - C_i$  и  $R_{\text{ВХ}} - C_{\text{ВХ}}$ .

Аналогично находятся коэффициенты передачи для остальных источников помех. Полное напряжение помех на выходе

$$u_{\text{ВЫХ}} = \frac{k}{k+1} Z_{\Sigma} \left( \frac{e_R}{R_i} + i_{\text{п}} + \frac{e_r}{r} + \frac{e_{\text{п}}}{Z_{\text{п}}} \right), \quad (11-2)$$

где

$$\frac{1}{Z_{\text{п}}} = \frac{1}{Z_i} + \frac{1}{r} + \frac{1}{Z_{\text{ВХ}}}. \quad (11-3)$$

Обычно  $k \gg 1$ . Коэффициент передачи помех  $e_R$  на выход

$$k_{e_R} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{e_R} = \frac{Z_{\Sigma}}{R_i} = \\ = \frac{1}{\left( 1 + \frac{R_i}{r} + \frac{R_i}{kR_{\text{ВХ}}} \right) + j2\pi f R_i \left( C_i + \frac{C_{\text{ВХ}}}{k} \right)}.$$

Такой же коэффициент передачи имеет и полезный сигнал, который включен последовательно с помехами  $e_R$ . Чтобы коэффициент передачи полезного сигнала  $k_{e_R}$  не зависел от внутреннего сопротивления  $R_i$ , необходимо соблюдение условий  $r \gg R_i$  и  $kR_{\text{ВХ}} \gg R_i$ . Чтобы он не зависел от частоты, в рабочем диапазоне частот должно соблюдаться условие

$$\left[ 2\pi f R_i \left( C_i + \frac{C_{\text{ВХ}}}{k} \right) \right]^2 \ll 1.$$

Тогда  $k_{e_R} = 1$  и, полагая  $C_i \gg C_{\text{ВХ}}/k$ , получаем  $Z_{\Sigma} \approx \approx R_i$ , а

$$Z_{\text{п}} \approx \frac{R_i Z_{\text{ВХ}}}{R_i + Z_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{\text{п}}}{1 + j2\pi f R_{\text{п}} (C_i + C_{\text{ВХ}})},$$

где  $R_{\text{п}} = R_i R_{\text{ВХ}} / (R_i + R_{\text{ВХ}})$ . Окончательно выражение (11-12) имеет вид:

$$u_{\text{ВЫХ}} = e_R + i_{\text{п}} R_i + \frac{e_r R_i}{r} + \frac{e_{\text{п}} R_i}{Z_{\text{п}}}.$$

Если все источники собственных помех на выходе представлены шумами, то средний квадрат шумов на выходе равен:

$$\overline{du^2_{ш}} = \overline{e^2_R} + \overline{i^2_{п}}R^2_i + \frac{\overline{e^2_r}R^2_i}{r^2} = \frac{\overline{e^2_{п}}R^2_i}{|Z_{п}|^2}.$$

Подставляя конкретные значения шумов и сопротивлений, можно найти полные шумы для любого конкретного случая. Для ЭМУ на электрометрической лампе (см. § 6-2)

$$\overline{i^2_{п}} = 2qI_{п}df; \quad \overline{e^2_{п}} = 4KTR_{экв}(1 + f_0/f)df,$$

где  $I_{п}$  — паразитный ток ЭМУ, его можно считать постоянным. Будем считать, что шумы  $\overline{e^2_R}$  и  $\overline{e^2_r}$  носят тепловой характер, т. е.

$$\overline{e^2_R} = 4KTR_idf \quad \text{и} \quad \overline{e^2_r} = 4KTrdf,$$

и учтем, что

$$|Z_{п}|^2 = \frac{R^2_{п}}{1 + (2\pi f)^2 R^2_{п} C^2_{п}} \approx \frac{R^2_i}{1 + (2\pi f)^2 R^2_i C^2_{вх}}.$$

Тогда получим:

$$\begin{aligned} \overline{du^2_{ш}} = 4KT \left[ R_i + \frac{q}{4KT} I_{п} R^2_i + \frac{R^2_i}{r} + \right. \\ \left. + R_{экв} \left( 1 + \frac{f_0}{f} \right) (1 + 4\pi^2 f^2 R^2_i C^2_{вх}) \right] df \quad (11-4) \end{aligned}$$

Для нахождения полных шумов необходимо проинтегрировать это выражение в полосе частот от нижней границы  $f_1 \neq 0$  до верхней границы  $f_2$ . Выбор  $f_1$ , отличной от нуля, связан с присутствием в подынтегральном выражении фликкер-шумов, спектральная плотность которых пропорциональна  $1/f$ , и при  $f_1 \rightarrow 0$  стремится к бесконечности. Поэтому при  $f_1 = 0$  интегральное значение шумов стремится к бесконечности. Заметим, что ограничение нижней частоты условием  $f_1 \neq 0$  не противоречит физической сущности измерителя постоянного тока, так как время наблюдений его показаний конечно, что соответствует  $f_1 > 0$ . Проинтегрировав уравнение (11-4)

в диапазоне от  $f_1$  до  $f_2$ , где  $f_2 \ll 1/2\pi R_i C_i$ , и обозначив  $B = (f_2 - f_1)$ , при  $f_2 \gg f_1$  получим:

$$\overline{u_{\text{ш}}^2} = 4KT \left\{ \left( R_i + \frac{q}{2KT} I_{\text{п}} R_i^2 + \frac{R_i^2}{r} + R_{\text{ЭКВ}} \right) B + \right. \\ \left. + \left( f_0 R_{\text{ЭКВ}} \ln \frac{f_2}{f_1} + 2\pi^2 f_0 R_{\text{ЭКВ}} R_i^2 C_{\text{ВХ}}^2 B^2 + \frac{4\pi^2}{3} R_{\text{ЭКВ}} R_i^2 C_{\text{ВХ}}^2 B^3 \right) \right\}. \quad (11-5)$$

Таким образом, шумы лампового ЭМУ с последовательной ООС с расширением полосы пропускания  $B$  растут, причем в выражении (11-5) имеются члены, пропорциональные  $B$ ,  $B^2$  и  $B^3$ . Влияние членов, пропорциональных  $B^2$  и  $B^3$ , тем сильнее, чем больше  $C_{\text{ВХ}}$  — входная емкость ЭМУ. Особенно важно иметь малую  $C_{\text{ВХ}}$  в широкополосных измерителях.

Уравнение (11-5) позволяет рассчитать шумы для любого конкретного случая. Например, если  $R_i = 10^{10}$  Ом;  $I_{\text{п}} = 10^{-14}$  А;  $r = 10^{12}$  Ом;  $R_{\text{ЭКВ}} = 10^8$  Ом;  $f_0 = 500$  Гц;  $f_1 = 0,01$  Гц;  $f_2 = 10$  Гц;  $C_{\text{ВХ}} = 10^{-11}$  Ф; то  $u_{\text{ш}} = 5,6$  мкВ, причем основной вклад в  $u_{\text{ш}}$  вносят сопротивление источника сигнала  $R_i$  (2,3 мкВ) и сеточный ток лампы  $I_{\text{п}}$  (1,8 мкВ). Коэффициент шума равен  $N = 5,6/2,3 = 2,5$ . При других параметрах существенный вклад могут вносить другие составляющие.

### г) Рабочий диапазон

Нижняя граница рабочего диапазона электрометрических измерителей напряжения определяется порогом чувствительности и дрейфом нуля ЭМУ и зависит от вида входного преобразователя и качества его выполнения. Верхняя граница определяется параметрами выходных каскадов ЭМУ, в самопишущих измерителях и компенсаторах с ручным уравниванием она зависит только от максимального напряжения компенсирующего источника. Верхний предел измерения чаще всего равен 10 или 30 В. Для большинства практических случаев это достаточно. Для измерения напряжений выше 10—30 В используют электростатические вольтметры или сложные катод-

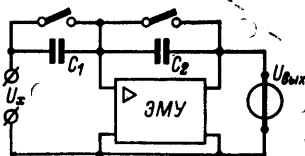


Рис. 11-5. Включение ЭМУ совместно с емкостным делителем.

ные повторители, в том числе на электрометрических лампах [Л. 11-12].

Иногда, стремясь к универсальности, электрометрическим вольтметрам придают приставки для расширения верхнего предела измерения. Приставка VA-H-222 к электрометру VA-J-52 народного предприятия Vakuotronic (ГДР) расширяет диапазон до 1 кВ. Эта задача может быть решена с помощью емкостного делителя (рис. 11-5). Если  $kC_2 \gg C_1$ , где  $k$  — коэффициент усиления ЭМУ, то  $U_{\text{вых}} = U_x C_1 / C_2$ . Оба конденсатора должны иметь малые утечки, и необходимы высококачественные ключи для разряда конденсаторов перед началом и после окончания измерений. Использование высокоомных резистивных делителей на входе ЭМУ снижает точность, а расширение рабочего диапазона ЭМУ усложняет схему.

Для изменения пределов измерения можно использовать электростатические трансформаторы напряжения, представляющие собой набор конденсаторов с системой переключателей. Манипулируя переключателями и перезаряжая конденсаторы, можно получать напряжения на выходе, отличающиеся от входного в определенное количество раз, например в 10. Такие трансформаторы могут работать как повышающие и как понижающие, широкого использования они не получили.

#### д) Точность

При достаточно больших входных сигналах, когда влиянием собственных помех можно пренебречь, в системе с последовательной ООС при большом коэффициенте усиления в петле ООС выходное напряжение с высокой степенью точности равно измеряемому. Поэтому при больших сигналах обычно точность определяется измерителем выходного напряжения ЭМУ. При использовании встраиваемых приборов класса точности 1,0 или 1,5 приведенная погрешность измерения напряжения не превышает 1,5—2%. Применяя наружный лабораторный прибор, можно снизить ее до 0,2—0,5%. При использовании компенсационного метода измерений с ручным уравниванием может быть два варианта. В первом выходное напряжение ЭМУ измеряется компенсационным методом, во втором компенсируется измеряемое напряжение, а в качестве нуль-индикатора используется ЭМУ либо измеритель с запоминающим конденсатором.

Компенсационный электрометр модели 630 фирмы Keithley имеет пределы измерения 1—10—100—500 В. Входное сопротивление нуль-индикатора составляет  $10^{12}$  или  $10^{10}$  Ом, его чувствительность на всю шкалу равна 1 или 10 мВ, погрешность — 3%, дрейф нуля — 2 мВ/ч. Погрешность прибора 630 равна  $0,01\% + 30 \text{ мкВ}/U_x$ .

В измерителях с неполной компенсацией, например в приборах ЭМ-61 (см. § 6-3), ЭМ-64 и ЭД-65, выходным прибором измеряется незначительная часть напряжения и погрешность прибора мало сказывается на результатах. В этом случае потребляемый ток на входе и входное сопротивление зависят от отклонения показывающего прибора [Л. 11-27].

В измерителе модели 1807 фирмы General Radio с модулятором на фоторезисторах компенсационное напряжение на каждом пределе выбирается из того же ряда, что и оцифрованные деления на шкале выходного прибора. Сначала измерение производится без компенсирующего напряжения. После снятия отсчета переключатель компенсатора устанавливается на первую значащую цифру показания прибора, последний показывает некомпенсированный остаток. Одновременно чувствительность прибора изменением добавочных резисторов повышается в 10 раз, это снижает погрешность отсчета до  $0,1\%$ .

### е) Быстродействие

В электрометрическом измерителе напряжений (рис. 11-6) постоянная времени установления режима примерно равна  $C_{вх}R_i$ , так как по условию правильности измерений  $R_{вх} \gg R_i$ , где  $C_{вх}$  учитывает входную емкость измерителя, а также выходную емкость источника и емкость линии связи. Входная емкость ЭМУ с последовательной ООС увеличением коэффициента

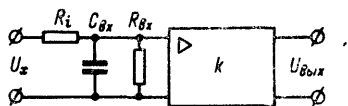


Рис. 11-6. Эквивалентная схема для рассмотрения быстродействия.

усиления может быть сделана сколь угодно малой (§ 4-2). Поэтому быстродействие таких измерителей ограничивается выходной емкостью источника сигнала и емкостью линии связи. Для компенсации их влияния прибегают к специальным мерам (см. § 11-2). Сказан-



ное относится к случаю, когда собственная постоянная времени ЭМУ значительно меньше постоянной времени входной цепи. В ЭМУ с преобразованием постоянного тока в переменный быстродействие может ограничиваться полосой пропускания ЭМУ.

## ж) Поверка

Поверка электрометрических измерителей напряжений производится теми же средствами, что и обычных. При этом образцовый источник напряжения может быть низкоомным, а работоспособность прибора в сочетании с высокоомными источниками сигналов доста-

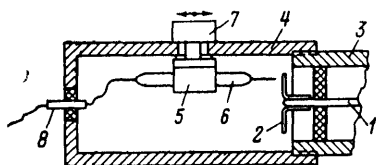


Рис. 11-7. Резистивная приставка для поверки электрометрических измерителей напряжения.

точно проверить в отдельных точках, в том числе на самом чувствительном пределе измерения. Такая проверка должна быть направлена на определение входного сопротивления измерителя и паразитного тока на его входе, а также отсутствия самовозбуждения при работе в сочетании с высокоомными источниками.

Для этого необходима приставка к образцовому источнику напряжения, содержащая набор резисторов с сопротивлениями  $10^6$ ,  $10^7$ , ...,  $10^{13}$  Ом. Изоляторы приставки сами не должны служить источниками паразитных токов. Это условие выполняется, если в точке соединения приставки с электрометром дополнительные изоляторы отсутствуют. На вывод 1 поверяемого прибора надевается (рис. 11-7) металлическая шайба 2. К его корпусу 3 крепится корпус 4 приставки. На этом корпусе с помощью хомутика 5 крепится высокоомный резистор 6 (их может быть несколько). Головка хомутика 7 выведена наружу корпуса, и ее можно передвигать в прорези корпуса. Правый (жесткий) конец резистора тем самым вводится в контакт с шайбой 2. Второй конец резистора мягким проводом соединен с выводом приставки 8, подключенным к источнику образцового напряжения.

## 11-2. РАЗНОВИДНОСТИ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

### а) Измерители с непосредственным отсчетом

В измерителях с непосредственным отсчетом на выходе ЭМУ с последовательной ООС включается прибор постоянного тока со стрелочным или световым индикатором и предусматриваются зажимы для подсоединения внешних показывающих или самопишущих приборов. Для переключения пределов измерения можно (рис. 11-8,а) изменять коэффициент ООС делителем  $R_{д1}$ .

Чтобы при этом сохранять глубину ООС на всех пределах, в канале усиления вводят дополнительный делитель, переключатель которого связан с переключателем делителя ООС. Можно (рис. 11-8,б) не менять глубину ООС, а переключать делитель  $R_{д2}$  в цепи выходного прибора.

Входное сопротивление электрометрических измерителей напряжения может быть очень велико, что не всегда нужно, так как в этом случае будет очень велико время установления показаний измерителя при отключении его от источника сигнала. Это время определяется постоянной времени входной цепи измерителя. Поэтому на входе предусматриваются резисторы, например  $10^8$ ,  $10^{10}$ ,  $10^{12}$  Ом. Переключая их, можно подобрать режим, обеспечивающий наибольшее удобство в работе.

Электрометрические измерители напряжений редко выполняются как самостоятельные приборы, обычно кроме того предусматривается возможность измерения токов, зарядов, иногда сопротивлений. В нашей стране комбинированные электрометрические приборы в части, касающейся измерения напряжений, выпускаются в соответствии с ГОСТ 9781-67 «Вольтметры электронные. Технические требования». В последние годы стали внедряться дифференциальные электрометрические измерители напряжений. Прибор модели 604 фирмы Keithley [Л. 11-30] в режиме дифференциального вольтметра имеет пределы измерения (полная шкала) от 1 мВ до 1 В, погрешность 2%, уровень шумов 40 мкВ, коэффициент подавления синфазных помех 90 дБ. С помощью переключателя можно переходить от симметричной схемы измерений к несимметричной, а также выбирать точку нулевого отсчета в левой части шкалы или в центре.

## б) Самопишущие измерители

Применявшиеся в конце прошлого и первой половине нашего века самопишущие электростатические электрометры сейчас вышли из употребления. Современные

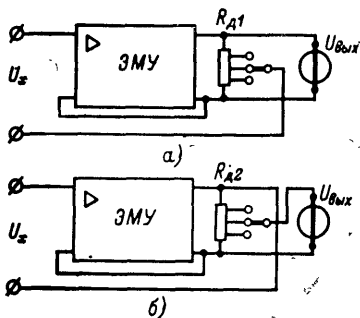


Рис. 11-8. Способы переключения пределов измерения.

электрометрические самописцы выполняются по принципу автоматического потенциометра (см. § 11-1). Они отличаются от низкоомных потенциометров только использованием ЭМУ, например с динамическим конденсатором, вибропреобразователем, на электрометрических лампах и др.

Самопишущий электрометр с динамическим конденсатором модели ИЕС-3, разработанный в Румынской Народной Республике, имел пределы измерения (полная шкала) 100—200—500 мВ, погрешность 0,5%, дрейф нуля 200 мкВ за 24 ч, паразитный ток  $5 \cdot 10^{-16}$  А, входное сопротивление  $10^{15}$  Ом, входную емкость 25 пФ. В прибор встроен источник компенсирующего напряжения 0—5 В с нестабильностью менее 0,05%. Ширина бумажной диаграммы равна 160 мм, а скорость движения диаграммы — от 20 до 3600 мм/ч.

Наибольшее распространение получили высокоомные самопишущие приборы с вибропреобразователем (см. § 10-1). Прибор Multicord 250 фирмы Kuntze (ФРГ) имеет [Л. 11-22] пределы измерения 50—5000 мВ при входном сопротивлении  $10^{11}$  Ом и по току от  $1,25 \cdot 10^{-9}$  до  $5 \cdot 10^{-5}$  А. Погрешность измерения не превышает 0,5%, линейность и воспроизводимость — 0,2%. Ширина ленты составляет 250 мм при скоростях от 30 мм/ч до 30 мм/мин, а время прохождения кареткой всей шкалы 2 с. В приборе предусмотрен компенсирующий источник для подавления нуля шкалы, причем компенсирующее напряжение может в 10 раз превышать полный диапазон измерений.

## в) Цифровые измерители

Применение цифровой техники повышает точность и быстродействие и обеспечивает удобную регистрацию результатов. В электрометрическом цифровом вольтметре ВНИИФТРИ [Л. 11-2] использован ЭМУ на лампе ЭМ-5 и последующими каскадами на транзисторах. Выходной каскад для расширения рабочего диапазона выполнен на лампе. На выходе ЭМУ использован аналого-цифровой преобразователь напряжения в интервал времени. Прибор имел пределы измерения 0,1—1—10—100 В, погрешность измерения на пределе 0,1 В не более  $0,2\% \pm 1$  знак, на остальных пределах  $0,1\% \pm 1$  знак, входное сопротивление  $10^{12}$  Ом, дрейф нуля 0,1 мВ/ч, паразитный ток  $5 \cdot 10^{-15}$  А. Из серийных цифровых вольт-

метров только один, а именно модели Agies 1000 фирмы Tacussel-Sola имеет высокое входное сопротивление, равное  $10^{12}$  Ом. Пределы измерения его составляют от 100 мВ до 1 кВ, отсчет пятизначный, погрешность  $0,2\% \pm 1$  знак, время установления показаний 0,5—5 с. Серийно выпускаются цифровые рН-метры-милливольтметры, имеющие входное сопротивление  $10^{12}$  Ом и порог чувствительности 1 мВ.

### г) Измерители с логарифмической характеристикой

В приборах с логарифмическим коэффициентом преобразования обеспечиваются функциональная (логарифмическая) связь выходного и входного сигналов, широкий рабочий диапазон, постоянство относительной по-

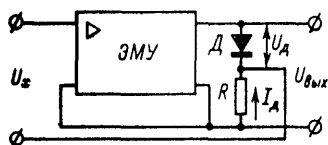


Рис. 11-9. Схема логарифмического электрометра с логарифмирующим элементом в цепи ООС.

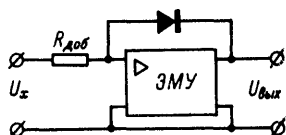


Рис. 11-10. Схема логарифмического электрометра с логарифмирующим элементом на входе.

грешности во всем диапазоне. Из возможных методов логарифмического преобразования сигналов в электрометрии применимы немногие. В электростатических электрометрах эта задача решается выбором конфигурации электродов [Л. 11-35]. Можно использовать на выходе линейного ЭМУ магнитоэлектрический прибор с логарифмической зависимостью угла поворота от тока через рамку.

Лучшие результаты дает использование логарифмирующих элементов с естественной нелинейностью [Л. 11-24]. Параметры делителя ООС, состоящего из логарифмирующего диода  $D$  (рис. 11-9) с характеристикой  $U_d = a_0 + a_1 \lg I_d$ , где  $a_0$  и  $a_1$  — постоянные, и резистора  $R$ , выбраны так, чтобы ток в цепи определялся диодом. Тогда

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx U_d = a_0 + a_1 \lg I_d$$

и при глубокой ООС  $U_x = I_d R$ , т. е.

$$U_{\text{ВЫХ}} = a_0 + a_1 \lg (U_x/R)$$

и осуществляется логарифмическое преобразование. Входное сопротивление такого измерителя может быть очень большим. Чтобы коэффициент усиления в петле ООС не зависел от уровня сигнала, в цепи ЭМУ необходим логарифмирующий каскад. Прибор 55А типа Vibron на этом принципе имел рабочий диапазон от 0,1 мВ до 1 В, дрейф нуля 100 мкВ за 12 ч и 300 мкВ за неделю. При подключении на входе резисторов  $10^{12}$  Ом диапазон по току составлял  $10^{-16}$ — $10^{-12}$  А.

Логарифмическое преобразование напряжения можно осуществить и на входе ЭМУ с помощью электрометрического логарифмирующего элемента (см. § 3-2) в цепи параллельной ООС ЭМУ (рис. 11-10). В этом случае  $U_{\text{вых}} = a_0 + a_1 \lg (U_x/R_{\text{доб}})$ . Рассмотренный принцип позволяет создать логарифмические преобразователи напряжения и тока с использованием одних и тех же элементов, но входное сопротивление определяется  $R_{\text{доб}}$ , а точность измерений невысока.

## д) Широкополосные измерители

Первые публикации по широкополосным усилителям для измерения внутриклеточных потенциалов при микроэлектродных исследованиях биологических объектов появились после войны [Л. 11-10, 11-11]. Существует два способа нейтрализации входной емкости электрометрических измерителей напряжения. Первый [Л. 11-10] сводится к эквипотенциальному экранированию

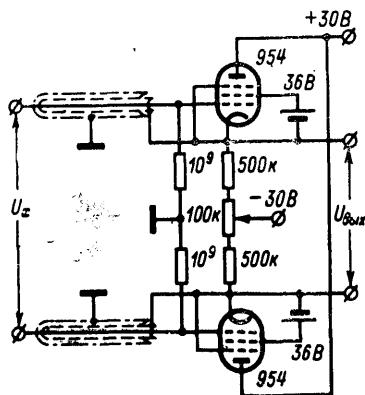


Рис. 11-11. Входной каскад широкополосного электрометрического измерителя напряжений.

входа ЭМУ, например, на электрометрических лампах (рис. 11-11). Лампы работают в режиме катодного позторителя, и приращения напряжений на катоде с достаточным приближением равны приращениям напряжений на управляющих сетках. К изоляции входных кабелей между жилой и первым экраном приложена незначительная часть измеряемого напряжения, и влияние емкости между жилой и

кабелем на переходные характеристики усилителя нейтрализуется. Емкость между первым и вторым экраном шунтирует выход повторителя и не оказывает влияния на его частотные характеристики. Таким путем эквивалентная входная емкость усилителя снижается до 0,05 пФ.

Аналогичные схемы с ламповым каскадом неоднократно описывались [Л. 11-25, 11-31], они могут быть выполнены на биполярных транзисторах [Л. 11-33] и МОП-транзисторах [Л. 11-28]. Выполнение катодного

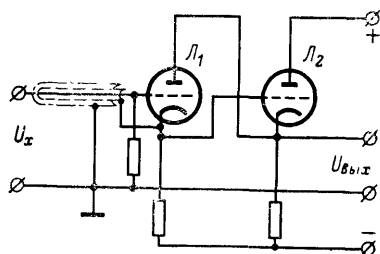


Рис. 11-12. Составной катодный повторитель на электрометрической лампе.

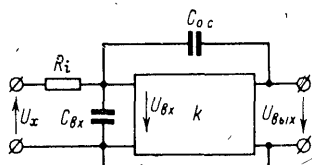


Рис. 11-13. Принципиальная схема усилителя с отрицательной емкостью.

повторителя на электрометрической лампе затруднено, поскольку такие лампы часто имеют малый коэффициент усиления. Приходится прибегать к сложным катодным повторителям [Л. 11-23, 11-31]. Входная лампа  $L_1$  (рис. 11-12) имеет низкий коэффициент усиления (в практической схеме использовалась лампа 5803 с  $\mu \approx 5$ ), а лампа  $L_2$  — значительно больший ( $\mu \approx 35$ ). Каскад на  $L_2$  представляет собой катодный повторитель, и приращение напряжения на катоде  $L_2$  повторяет приращение напряжения на ее сетке. Учитывая эти свойства каскада на  $L_2$ , обратимся к каскаду на  $L_1$ . Пусть напряжение на сетке  $L_1$  увеличилось. Если бы потенциал анода  $L_1$  был постоянным, это привело бы к некоторому (с коэффициентом передачи меньше 1) увеличению потенциала на катоде  $L_1$ . Однако увеличение потенциала на катоде  $L_1$  вызывает такое же увеличение потенциала на ее аноде, что еще больше увеличит потенциал на катоде  $L_1$ . Таким образом, наличие  $L_2$  увеличивает глубину ООС катодного повторителя на  $L_1$  и изменения потенциала на катоде  $L_1$  будут повторять изменения потенциала на ее сетке. Таким путем

[Л. 11-23] удавалось снизить остаточную емкость входа до 0,07 пФ.

Второй способ нейтрализации входной емкости [Л. 11-31] заключается в применении положительной обратной связи (рис. 11-13) с выхода усилителя на его вход через емкость  $C_{o.c.}$ . Если на вход измерителя подано напряжение, то емкость  $C_{вх}$  начнет заряжаться с постоянной времени  $RC_{вх}$ . При появлении напряжения на емкости  $C_{вх}$  выходное напряжение усилителя заряжает  $C_{вх}$  через делитель  $C_{o.c.}-C_{вх}$  и процесс заряда ускоряется. Подбирая  $C_{o.c.}$ , можно полностью компенсировать влияние  $C_{вх}$ . Для этого  $C_{o.c.}$  может быть регулируемой. Схемы такого рода могут выполняться с входным каскадом на лампах [Л. 11-14, 11-18, 11-29, 11-31] и биполярных транзисторах [Л. 11-19]. Удавалось снизить эквивалентную входную емкость до 0,02 пФ [Л. 11-19].

Согласно теории широкополосных электрометрических измерителей напряжения [Л. 11-1, 11-4, 11-7, 11-26] в них используется один и тот же принцип, вне зависимости от того, выполняются они по схеме катодного повторителя или с положительной обратной связью. В обоих случаях приращение выходного сигнала подается через емкость на вход усилителя. Поэтому в общем виде оба метода можно анализировать, пользуясь одной схемой замещения (рис. 11-13). Для катодного повторителя емкость  $C_{o.c.}$  представлена емкостью между вводом и его экраном и емкостью сетка—катод. Для схемы с положительной обратной связью  $C_{o.c.}$  представлена самостоятельной емкостью. Для катодного повторителя  $C_{вх}$  равна сумме емкости источника сигнала, паразитной емкости входа и емкости сетка—анод входной лампы (анод имеет постоянный потенциал, поэтому емкость сетка—анод проявляется так, как будто она включена на входе усилителя). В схеме с положительной обратной связью  $C_{вх}$  представлена только емкостью источника и входной емкостью усилителя. В схеме с катодным повторителем коэффициент усиления несколько меньше единицы, в схеме с положительной связью ограничений по этому параметру не накладывается.

Уравнение токов для входной точки усилителя по рис. 11-13 в операторной форме имеет вид:

$$(U_x - U_{вх})/R_i = U_{вх} p C_{вх} + (U_{вх} + U_{Фвх}) p C_{o.c.}, \quad (11-6)$$

где  $U_{Фвх} = k U_{вх}$ .

Если ЭМУ представляет собой инерционное звено первого порядка и его коэффициент усиления равен  $k = k_0 / (1 + pT)$ , где  $T$  — постоянная времени усилителя, то решение уравнения (11-6) имеет вид:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{k_0 U_x} = \frac{1}{1 + p[T + R_i C_{\text{ВХ}} + R_i C_{\text{О.С}}(1 + k_0)] + p^2 T R_i (C_{\text{ВХ}} + C_{\text{О.С}})}$$

Это есть обычная передаточная функция второго порядка, которую принято записывать в виде

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{k_0 U_x} = \frac{1}{1 + p a T_0 + p^2 (T_0/2)^2}, \quad (11-7)$$

где в данном случае

$$T_0 = 2 \sqrt{R_i (C_{\text{ВХ}} + C_{\text{О.С}}) T};$$

$$a = \frac{T + R_i C_{\text{ВХ}} + R_i C_{\text{О.С}}(1 + k_0)}{2 \sqrt{R_i (C_{\text{ВХ}} + C_{\text{О.С}}) T}}. \quad (11-8)$$

Для получения амплитудно-частотных характеристик заменяем в уравнении (11-7)  $p$  на  $j\omega$  и находим модуль выражения. Тогда

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{k_0 U_x} = \frac{1}{\sqrt{1 + (a^2 - 0,5) (\omega T_0)^2 + (\omega T_0)^4 / 16}}$$

Зависимости относительной амплитуды  $U_{\text{ВЫХ}}/k_0 U_x$  от относительной частоты  $\omega T_0$  при разных значениях степени успокоения  $a$  приведены на рис. 11-14.

При определении переходных характеристик, т. е. отыскании оригинала функции по ее изображению, за-

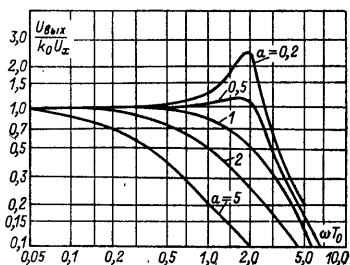


Рис. 11-14. Амплитудно-частотные характеристики при передаточной функции второго порядка.

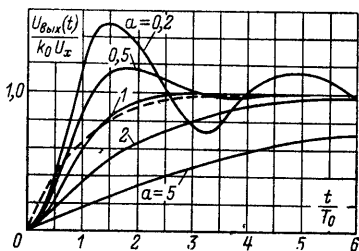


Рис. 11-15. Переходные характеристики при передаточной функции второго порядка.



даваемому уравнением (11-7), в зависимости от значения  $a$  имеется три решения различного вида, а именно:

1) при  $a=1$  (режим критического успокоения)

$$\frac{U_{\text{вых}}(t)}{k_0 U_x} = 1 - \left(1 + \frac{2t}{T_0}\right) \exp\left(-\frac{2t}{T_0}\right);$$

2) при  $a > 1$  (режим аperiodического успокоения)

$$\frac{U_{\text{вых}}(t)}{k_0 U_x} = 1 - \frac{1}{2\sqrt{a^2 - 1}} \left\{ \frac{1}{a - \sqrt{a^2 - 1}} \exp\left[-(a - \sqrt{a^2 - 1}) \frac{2t}{T_0}\right] - \frac{1}{a + \sqrt{a^2 - 1}} \exp\left[-(a + \sqrt{a^2 - 1}) \frac{2t}{T_0}\right] \right\};$$

3) при  $a < 1$  (режим периодического успокоения)

$$\frac{U_{\text{вых}}(t)}{k_0 U_x} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 - a^2}} \sin\left[\sqrt{1 - a^2} \frac{2t}{T_0} + \sqrt{\frac{1}{a^2} - 1}\right] \exp\left(-a \frac{2t}{T_0}\right).$$

Зависимость выходного напряжения (в относительных единицах) от времени при единичном скачке входного напряжения приведена на рис. 11-15 для различных значений  $a$ . Из рис. 11-14 и 11-15 следует, что  $T_0$  определяет полосу пропускаемых частот или время установления показаний, а коэффициент затухания  $a$  — амплитуду выходного сигнала для данного значения относительной частоты  $\omega T_0$  или относительного времени  $t/T_0$ . При  $a=1$  время установления показаний получается наименьшим, а система ведет себя, почти как система первого порядка с постоянной времени  $T_0$  (пунктир на рис. 11-15).

Для схемы с катодным повторителем коэффициент усиления не может быть больше единицы. Согласно уравнению (11-8) минимально достижимый коэффициент успокоения

$$a = \frac{T + R_i C_{\text{вх}}}{2\sqrt{R_i(C_{\text{вх}} + C_{0.с})T}}.$$

Для схемы с положительной обратной связью коэффициент усиления может быть любым, а коэффициент успокоения может быть сколь угодно малым и даже равным нулю. В последнем случае имеет место колебательный режим. В зависимости от параметров  $k_0$ ,  $R_i$ ,  $C_{\text{вх}}$  и  $C_0$  значение  $a$  по уравнению (11-8) изменяется в широких пределах. Оно зависит от сопротивления источника  $R_i$ , т. е. параметры объекта влияют на зна-

чение  $a$  и тем самым на частотную или переходную характеристику системы в целом.

Оба метода расширения полосы пропускания могут использоваться и одновременно [Л. 11-26]. Естественно, что расширение полосы пропускания усилителя приводит к увеличению шумов на его выходе [Л. 11-1, 11-7].

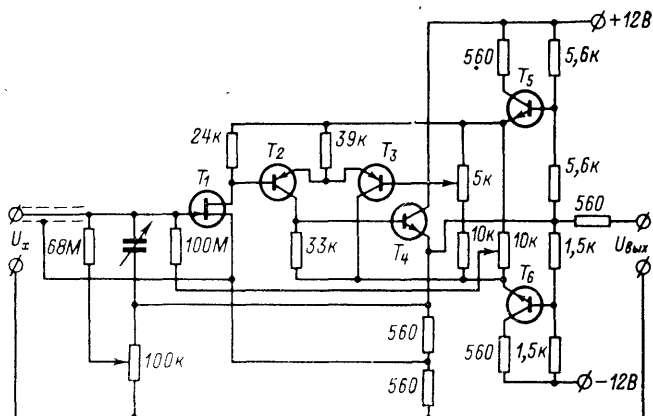


Рис. 11-16. Схема широкополосного электрометрического измерителя с входным каскадом на полевом транзисторе.

Приведем пример практической схемы (рис. 11-16). В этом широкополосном электрометрическом измерителе [Л. 11-4] входной каскад выполнен на полевом транзисторе  $T_1$ . Далее следует усиительный каскад на плоскостных триодах  $T_2$  и  $T_3$  и эмиттерный повторитель на транзисторе  $T_4$ . Питание осуществляется через транзисторы  $T_5$  и  $T_6$  «плавающими» отрицательным и положительным напряжениями 6 В. Тем самым расширяется рабочий диапазон усилителя и облегчается компенсация входного тока. Компенсирующий ток снимается с резистора 100 МОм и не зависит от уровня входного сигнала. Нейтрализация входной емкости осуществляется с помощью регулируемой емкости между входом и выходом усилителя. Предусмотрена нейтрализация входного сопротивления (аналогичным методом), осуществляемая резистором 68 МОм и регулировочным потенциометром 100 кОм. Входное сопротивление составляет примерно 100 МОм.

Широкополосные электрометрические измерители для работы с микроэлектродами начинают выпускаться серийно. Фирма Nipon Kohden демонстрировала на Японской выставке в Москве усилитель MZ-4, выполненный на полупроводниках и имеющий входное сопротивление  $10^{11}$  Ом, входную емкость 3 или 10 пФ (переключается), входной ток  $5 \cdot 10^{-12}$  А. Предусмотрена возможность компенсации постоянной составляющей измеряемого напряжения в пределах  $\pm 250$  мВ. Температурный дрейф 100 мкВ/К, коэффициент усиления 1 или 10, полоса пропускания от 0 до 10 кГц, шумы при закороченном входе 50 мкВ.

### 12-1. ИЗМЕРИТЕЛИ ТОКОВ С РЕЗИСТОРОМ. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И СВОЙСТВА

#### а) Принципы построения

В современных электрометрических измерителях токов с высокоомным резистором напряжения на резисторе измеряются ЭМУ с ООС. При этом возможны две схемы. В первой (рис. 12-1,а) используется ЭМУ с последовательной ООС, во второй, более распространен-

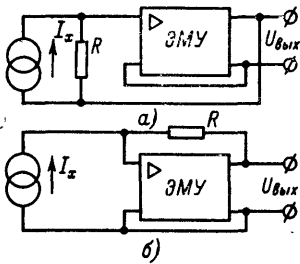


Рис. 12-1. Схемы измерения токов с помощью ЭМУ с ООС.

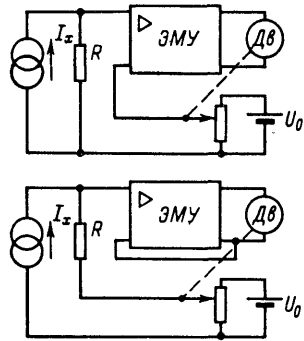


Рис. 12-2. Схемы самопишущих измерителей токов.

ной (рис. 12-1,б), резистор включается в цепь параллельной ООС ЭМУ (в этом случае напряжение на входе измерителя близко к нулю, что уменьшает влияние входного импеданса ЭМУ на правильность измерений). В самопишущих измерителях тока, где ООС замыкается через двигатель с реохордом, тоже возможны две схемы (рис. 12-2), из которых вторая более предпочтительна по тем же причинам. Аналогичным образом обстоит дело при компенсационном методе измерения напряжения на резисторе с ручным уравниванием (рис. 12-3). В схеме по рис. 12-3,а электрометром Э контролируется равенство напряжений на резисторе-мере  $R$ , которое равно  $I_x R$ , и компенсирующего напряжения, которое регулируется вручную и измеряется вольтметром. В схеме на рис. 12-3,б компенсирующее напря-

жение включается последовательно и встречно с падением напряжения  $I_x R$ , их равенство также определяется по электрометру. На практике методы с ручным уравниванием используются редко, так как не имеют преимуществ перед методами с ООС. Возможны и некомпенсационные способы измерения напряжения на резисторе, когда оно измеряется ЭМУ без ООС, которые широко были распространены до 40—50-х годов, а сейчас вышли из употребления. В любом из перечисленных методов можно использовать компенсацию измеряемого тока известным от регулируемого калиброванного источника токов, что позволяет повысить точность измерений.

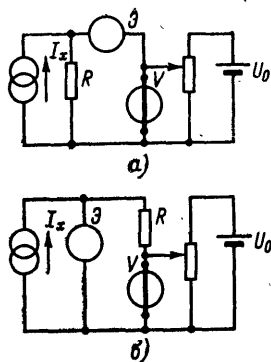


Рис. 12-3. Схемы измерителей малых токов с ручной компенсацией напряжения на резисторе.

## б) Входные преобразователи

В ЭМУ, измеряющем напряжение на резисторе, могут использоваться любые из рассмотренных преобразователей напряжения. Порог чувствительности по току определяется при этом уровнем собственных помех ЭМУ по току и по напряжению. Выбор типа входного преобразователя напряжения для ЭМУ зависит от требований, предъявляемых к измерителю в целом. В табл. 12-1 приведены характеристики некоторых серийных измерителей с разными преобразователями.

Интересно отметить, что, располагая приборы с различными преобразователями в ряд в зависимости от порога чувствительности по току, получаем иную последовательность, чем в случае, когда ряд составлен в зависимости от порога чувствительности по напряжению (см. § 11-1). Для самопишущих измерителей малых токов наиболее подходят ЭМУ с выходным сигналом переменного тока.

## в) Шумы

Расчет шумов проведем на примере ЭМУ с параллельной ООС через высокоомный резистор (рис. 12-4).

## Сравнение характеристик приборов с различными типами преобразователей

Тип прибора	Вид преобразователя	Изготовитель	Наиболее чувствительный предел измерения, А	Шумы, А	Дрейф нуля
640	Динамический конденсатор с электростатическим возбуждением	Keithley (США)	$10^{-15}$	$2 \cdot 10^{-17}$	$5 \cdot 10^{-17}$ А/24 ч
ВК2-16	Динамический конденсатор с электромагнитным возбуждением	Минский приборостроительный завод	$10^{-15}$	$5 \cdot 10^{-17}$	—
У1-6	Электрометрическая лампа	„Измеритель“, Ленинград	$10^{-13}$	$5 \cdot 10^{-15}$	$2 \cdot 10^{-15}$ А/20 мин
TR-8641	МОП-транзистор	Takeda Ricken (Япония)	$10^{-12}$	$2 \cdot 10^{-14}$	$2 \cdot 10^{-14}$ А/2 ч
ВК2-10	Вибропреобразователь	„Пунане Рэт“, Таллин	$3 \cdot 10^{-11}$	—	$6 \cdot 10^{-12}$ А/ч
Multimeter-35	Варикап с <i>p-n</i> -переходом	AEG (ФРГ)	—	—	$10^{-14}$ А/К
425А	Фоторезистивный модулятор	Hewlett Packard (США)	$10^{-11}$	$2 \cdot 10^{-13}$	$4 \cdot 10^{-13}$ А/24 ч
Ф-128/2	Фотогальванометр	„Вибратор“, Ленинград	$5 \cdot 10^{-10}$	—	$1,6 \cdot 10^{-10}$ А/ч

Электрометрический усилитель характеризуется параметрами  $Z_{вх}$ ,  $k$ ,  $e_n$ ,  $i_n$ . Источником шумов является также измерительный резистор  $R$ , он шунтирован паразитной емкостью  $C$ . Сопротивление  $Z_{вх}$  принимается несуммирующим. Проводя расчет аналогично тому, как это сделано для ЭМУ с последовательной ООС (см. § 11-1), получаем:

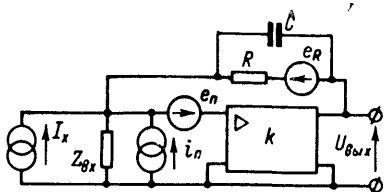


Рис. 12-4. Эквивалентная схема для расчета шумов.

$$U_{\text{вых}} = \frac{k}{k+1} Z'_{\Sigma} \left( I_x + i_n + \frac{e_n}{Z'_{\Pi}} + \frac{e_R}{Z_R} \right), \quad (12-1)$$

где

$$\frac{1}{Z'_{\Sigma}} = \frac{1}{Z_R} + \frac{1}{kZ_{\text{вх}}}; \quad \frac{1}{Z'_{\Pi}} = \frac{1}{Z_R} + \frac{1}{Z_{\text{вх}}}.$$

Если  $k \gg 1$ , то  $kZ_{\text{вх}} \gg Z_R$  и коэффициент передачи полезного сигнала ( $I_x$ ) равен  $Z_R = R / (1 + j \cdot 2\pi f RC)$ . Чтобы он не зависел от частоты, необходимо верхнюю границу частотного диапазона измерителя выбирать из условия  $f \ll 1/2\pi RC$ , и коэффициент передачи полезного сигнала будет равен  $R$ , а уравнение (12-1) примет вид:

$$U_{\text{вых}} = R \left( I_x + i_n + \frac{1 + j \cdot 2\pi f R_{\Pi} C_{\Pi}}{R'_{\Pi}} e_n + \frac{e_R}{R} \right), \quad (12-2)$$

где

$$R_{\Pi} = \frac{R R_{\text{вх}}}{R + R_{\text{вх}}} \approx R; \quad C_{\Pi} = C_{\text{вх}} + C.$$

Средний квадрат шумов согласно уравнению (12-2) равен:

$$\overline{du_{\text{ш}}^2} = R^2 \left[ \overline{i_n^2} + \frac{1 + (2\pi f)^2 R^2 C_{\Pi}^2}{R^2} \overline{e_n^2} + \frac{\overline{e_R^2}}{R^2} \right]. \quad (12-3)$$

Это эквивалентно наличию шумового тока на входе измерителя, равного

$$\overline{di_{\text{ш}}^2} = \overline{i_n^2} + \frac{1 + (2\pi f)^2 R^2 C_{\Pi}^2}{R^2} \overline{e_n^2} + \frac{\overline{e_R^2}}{R^2}.$$

Подставляя конкретные значения помех и сопротивлений, можно найти шумовый ток для любого случая. Для ЭМУ

на электрометрической лампе аналогично тому, как это сделано в § 11-1, получаем:

$$\bar{i}_{\text{ш}}^2 = 2qI_{\text{п}}B + 4KT \left[ \frac{B}{R} + \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{R^2} B + \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{R^2} f_0 \ln \frac{f_2}{f_1} + \frac{(2\pi)^2 B^3}{3} R_{\text{ЭКВ}} C_{\text{п}}^2 + \frac{(2\pi)^2 C_{\text{п}}^2 B^2}{2} f_0 \right]. \quad (12-4)$$

Таким образом, суммарные шумы лампового ЭМУ с параллельной ООС с расширением полосы пропускания  $B$  растут быстрее, чем прямо пропорционально  $B$ . Аналогичное явление имело место и для ЭМУ с последовательной ООС [см. (11-5)], хотя конкретные зависимости шумов от полосы пропускания различны при разных видах ООС.

С помощью уравнения (12-4) можно подсчитать шумы для любого конкретного случая. Например, при  $B = 10$  Гц;  $f_1 = 0,01$  Гц;  $f_2 = 10$  Гц;  $I_{\text{п}} = 10^{-14}$  А;  $R = 10^{12}$  Ом;  $R_{\text{ЭКВ}} = 10^6$  Ом;  $f_0 = 500$  Гц;  $C_{\text{вх}} = 10^{-11}$  Ф получаем  $i_{\text{ш}} = 4,6 \cdot 10^{-16}$  А, причем основную долю ( $4 \cdot 10^{-16}$  А) составляют шумы измерительного резистора.

### г) Рабочий диапазон

Нижняя граница рабочего диапазона электрометрических измерителей тока с резистором определяется порогом чувствительности и дрейфом нуля по току. Эти характеристики зависят от свойств ЭМУ и от сопротивления измерительного резистора. Согласно уравнению (12-4) суммарный шумовой ток измерителя с увеличением сопротивления резистора уменьшается. При некоторых значениях  $R$  слагаемые уравнения (12-4), содержащие множители  $1/R$  и  $1/R^2$ , становятся малыми и дальнейшее увеличение  $R$  не приводит к уменьшению шумов. С увеличением  $R$  ухудшается быстродействие измерителя, ухудшаются точностные характеристики измерительного резистора. Поэтому стремиться к предельно большому  $R$  не следует, имея в виду, что существует некоторое оптимальное значение  $R$ .

Верхний предел измерения по току зависит от верхнего предела измерения ЭМУ по напряжению и сопротивления измерительного резистора. Предусматривая соответствующий набор измерительных резисторов, можно перекрывать широкий диапазон токов. Например, в электрометрическом приборе модели 602 фирмы

Keithley верхний предел измерения равен 0,3 А. Это не всегда удобно, так как требуется многопозиционный электрометрический переключатель пределов измерения. Поэтому чаще верхние пределы измерения выбирают в районе  $10^{-7}$ — $10^{-5}$  А.

#### д) Точность

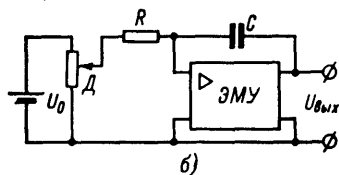
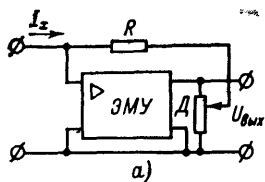
Повышение точности измерения выходных напряжений ЭМУ не связано с принципиальными трудностями, и точностные характеристики электрометрических измерителей токов с резистором определяются в основном свойствами композиционных резисторов: их нестабильностью во времени, зависимостью сопротивления от температуры, влажности, напряжения. На чувствительных пределах измерения сказываются собственные помехи ЭМУ и резистора. В лучших приборах с резистором погрешность измерения на чувствительных пределах составляет 2,5—3%, иногда 5—10% и более. Повысить точность можно термостатированием измерительных резисторов. Прибор ME-1035, использующий термостатирование, имеет погрешность 0,5% на пределе измерения  $10^{-12}$  А (полная шкала).

В приборах, работающих в тяжелых условиях, в частности на борту космических аппаратов [Л. 12-119], а иногда и в приборах общего назначения, прибегают к периодической калибровке измерителей в целом. Для этого могут использоваться встроенные источники малых токов, например специально предназначенные для целей периодической калибровки ионизационные источники Тартуского университета (см. § 3-4). В серийных приборах У1-2, У1-6 и У1-7 калибровочный ток задается с помощью источника известного постоянного напряжения и резистора  $5 \text{ МОм} \pm 0,5\%$  и проверяется наименее чувствительный предел измерения. При этом напряжение на измерительном резисторе составляет около 10 В. Если его сопротивление не зависит от напряжения, а при напряжениях менее 10 В это вполне вероятно, то результаты проверки справедливы и при меньших токах через измерительный резистор. Проверенный резистор может служить образцовым, по нему проверяется следующий, более чувствительный предел измерения и т. д. Точность такой калибровки невысока.

Периодическая калибровка высокоомного резистора может быть выполнена по конденсатору известной емко-



сти. В этом случае [Л. 12-34] в режиме измерений токов предусматривается (рис. 12-5,а) регулируемый делитель  $D$ . В режиме калибровки в цепь ООС ЭМУ



включается конденсатор  $C$  с известной емкостью, а измерительный резистор  $R$  с делителем  $D$  подключаются на вход ЭМУ и питаются от источника известного напряжения  $U_0$  (рис. 12-5,б). При этом напряжение на выходе ЭМУ изменяется по линейному закону со скоростью

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta t} = \frac{U_0 k_d}{RC} \frac{k}{k+1},$$

Рис. 12-5. К вопросу о предварительной калибровке с помощью известной емкости.

где  $k_d$  — коэффициент деления делителя  $D$  ( $k_d \leq 1$ );  $k$  — коэффициент усиления

ЭМУ. Регулировкой  $k_d$  устанавливается заданная скорость нарастания выходного напряжения  $\Delta U_{\text{вых}}/\Delta t = v$ . Тогда

$$k_d = \frac{vRC}{U_0} \frac{k+1}{k}$$

и в режиме измерения выходное напряжение ЭМУ при  $k \gg 1$  равно (рис. 12-5,а):

$$U_{\text{вых}} = \frac{I_x R}{k_d} \frac{k}{k+1} = I_x \left( \frac{k}{k+1} \right)^2 \frac{U_0}{vC} \approx I_x \frac{U_0}{vC},$$

т. е. не зависит от сопротивления резистора и определяется только величинами  $U_0$ ,  $v$  и  $C$ , которые могут быть известны с точностью, существенно большей чем  $R$ . Рассмотренный принцип применим для измерителей малых токов с цифровым отсчетом. Известен и другой метод калибровки измерительного резистора по конденсатору с известной емкостью, когда сопротивление резистора определяется по скорости разряда конденсатора через резистор, однако этот метод сложен и не обеспечивает высокой точности.

Повысить точность измерителей с резистором можно, компенсируя измеряемый ток известным [Л. 12-81]. При этом точность измерений не зависит от погрешности ре-

зистора и определяется погрешностью задания компенсирующего тока и порогом чувствительности использованного нуль-индикатора. При использовании емкостного источника токов с генератором пилообразного напряжения [Л. 12-11, 12-14] нуль-органом является (рис. 12-6) ЭМУ с сопротивлением  $R_2$  в цепи ООС. Пилооб-

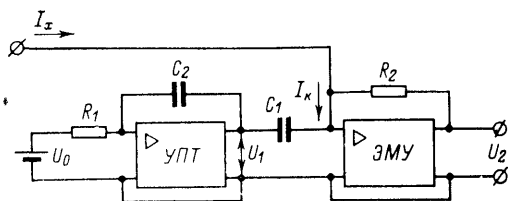


Рис. 12-6. Структурная схема компенсационного измерителя с емкостным источником тока.

разное напряжение снимается с выхода УПТ и равно  $U_1 = U_0 t / R_1 C_2$ . Компенсирующий ток  $I_K = U_0 C_1 / R_1 C_2 = I_x$ . Все величины, входящие в это выражение, могут быть определены с высокой точностью, погрешность измерений может быть малой.

### е) Быстродействие

Коэффициент передачи ЭМУ с параллельной ООС (см. § 4-2)

$$A = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_x} = \frac{kZ_2}{1 + k\beta + Z_2/Z_1} \quad (12-5)$$

Подставляя

$$Z_1 = \frac{1}{pC_1}; \quad Z_2 = \frac{R_2}{(1 + pR_2C_2)}; \quad k = \frac{k_0}{(1 + pT)},$$

т. е. принимая, что полное входное сопротивление ЭМУ представлено емкостью  $C_1$ , а сопротивление в цепи ООС — сопротивлением  $R_2$  и емкостью  $C_2$ , а ЭМУ является инерционным звеном первого порядка с постоянной времени  $T$ , после преобразований получаем:

$$\frac{A(p)}{A_0} = \frac{1}{1 + p \left[ R_2 \left( C_2 + \frac{C_1}{1 + k\beta} \right) + \frac{T}{1 + k\beta} \right] + p^2 \frac{T}{1 + k\beta} R_2 (C_1 + C_2)}, \quad (12-6)$$

где  $A_0 = k_0 R_2 / (1 + k_0 \beta)$  — коэффициент передачи на постоянном токе. Используя обозначения

$$T_0 = 2 \sqrt{\frac{TR_2(C_1 + C_2)}{1 + k_0 \beta}}; \quad a_0 = \frac{T + R_2 [C_2(1 + k_0 \beta) + C_1]}{2\sqrt{TR_2(C_1 + C_2)}(1 + k_0 \beta)},$$

приводим уравнение (12-6) к стандартному виду

$$\frac{A(p)}{A_0} = \frac{1}{1 + paT_0 + p^2(T_0/2)^2}.$$

Такое уравнение уже анализировалось в § 11-2. При малых  $T$  влиянием инерционности ЭМУ можно пренебречь и уравнение (12-6) принимает вид:

$$\frac{A(p)}{A_0} = \frac{1}{1 + pR_2 [C_2 + C_1/(1 + k_0 \beta)]},$$

т. е. рассматриваемое устройство является инерционной системой первого порядка с постоянной времени  $\tau = R_2 [C_2 + C_1/(1 + k_0 \beta)]$ . При больших  $k_0 \beta$  имеем  $\tau = R_2 C_2$  и переходные характеристики измерителя определяются

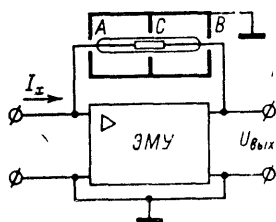


Рис. 12-7. Быстродействующий измеритель с уменьшенной паразитной емкостью резистора.

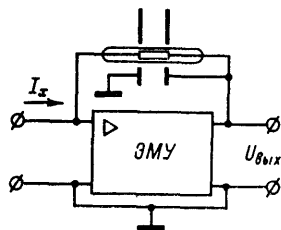


Рис. 12-8. Быстродействующий измеритель с уменьшенной паразитной емкостью резистора.

собственной постоянной времени резистора. Емкость высокоомных резисторов  $C \approx 0,1 \div 0,2$  пФ, и при малых  $R_2 = 10^9 \div 10^{10}$  Ом обеспечивается достаточное быстродействие. При  $R_2 = 10^{12}$  Ом имеем  $\tau = 0,1 \div 0,2$  с, что соответствует полосе пропускания  $f_{0,7} = 0,8 \div 1,6$  Гц.

Для уменьшения постоянной времени измерителя следует снижать емкость между входным и выходным потенциальными зажимами ЭМУ и емкость монтажа резистора, которая в неблагоприятных случаях может существенно превышать собственную емкость резистора.

Резистор не должен располагаться вблизи металлических деталей, шунтирующие паразитные емкости переключателя должны быть малы. В многопредельных измерителях с несколькими резисторами все резисторы, кроме используемого, должны заземляться [Л. 12-61]. Для уменьшения собственной емкости резистор помещается [Л. 12-79] в заземленный металлический экран с перегородкой  $C$  (рис. 12-7). Емкости участков  $AC$  и  $BC$  шунтируют вход и выход ЭМУ и мало влияют на работу измерителя, а емкость  $C_2$  резко снижается, а именно до 0,01—0,015 пФ. Ограничения возможностей этого метода связаны с паразитной емкостью между центральной частью резистора и экраном  $C$ , которая совместно с правой частью резистора образует частотозависимую цепочку, влияющую на частотную характеристику измерителя. Во избежание нежелательных влияний экспериментально подбирают оптимальное конструктивное исполнение экрана и диаметр отверстия для резистора.

При другом методе уменьшения  $C_2$  [Л. 12-131] резистор пропускается (рис. 12-8) через параллельно расположенные металлические пластинки, одна из которых заземляется, а вторая присоединяется к выходу ЭМУ. Вдоль резистора создается электрическое поле, согласующееся с градиентом потенциала на резисторе, и его емкость уменьшается. Аналогичные результаты получаются, если резистор помещен в стеклянную трубку, внутренняя поверхность которой покрыта резистивной пленкой, и вдоль пленки создано такое же распределение потенциалов, что и вдоль резистора. Действенность этого метода ограничивается неоднородностью резистора по длине, что может иметь место, если подгонка резисторов осуществляется нарезкой спиральной канавки на резистивном элементе. В практическом измерителе этот метод позволял снижать эквивалентную емкость резистора до 0,005 пФ.

## 12-2. РАЗНОВИДНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ТОКОВ С РЕЗИСТОРОМ

### а) Измерители с непосредственным отсчетом

В таких измерителях на выходе ЭМУ с параллельной ООС через высокоомный резистор включается измерительный прибор постоянного тока со стрелочным или

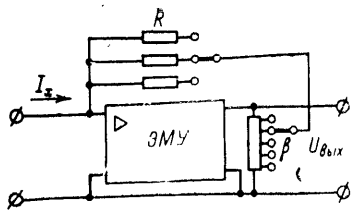


Рис. 12-9. Переключение пределов измерения.

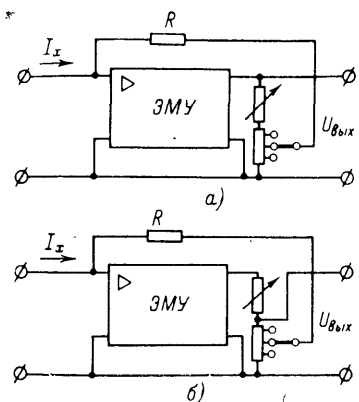


Рис. 12-10. Компенсация отклонений сопротивления высокоомного резистора от номинального значения.

световым индикатором и предусматриваются зажимы для подсоединения внешних приборов. Предел измерения выбирается независимым переключением высокоомных резисторов и коэффициента ООС  $\beta$  (рис. 12-9). Обычно используют три резистора ( $10^8$ ,  $10^{10}$ ,  $10^{12}$  Ом) и предусматривают изменение  $\beta$  в 100 раз. Пределы измерения выбираются из ряда 1—3—10 или 1—2—5—10. Чтобы при изменении  $\beta$  не изменялся результирующий коэффициент усиления  $k\beta$  в петле ООС, предусматривают делитель в цепи прямого усиления, который связан с делителем  $\beta$ , и с его помощью обеспечивают  $k\beta = \text{const}$ .

В последнее время получили применение измерители малых токов с автоматическим выбором предела измерения. Если пределы измерения переключаются только изменением коэффициента ООС, то входные цепи прибора не коммутируются и конструктивное решение получается простым. Прямопоказывающий пикоамперметр 419 фирмы Keithley имеет пределы измерения (полная шкала) от  $10^{-13}$  до  $10^{-2}$  А и может работать в режиме автоматического выбора пределов измерения, время установления показаний не превышает 4 с.

Сопротивление высокоомных резисторов может отличаться от номинального на несколько процентов. Чтобы не устанавливать для каждого резистора свою цену деления шкалы выходного прибора, в цепи ООС предусматривают подгоночные резисторы, по одному на каждый высокоомный резистор. Подгоночные схемы для случаев, когда сопротивление высокоомного резистора

меньше и больше номинала, приведены соответственно на рис. 12-10, а и б.

Иногда в цепи ООС последовательно с высокоомным резистором включают регулируемый источник напряжения, с его помощью можно скомпенсировать фоновый ток объекта или расширить пределы измерения по току. Если этот источник выполнен по принципу компенсатора, то можно исключить влияние погрешности выходного прибора на результаты измерений. Например, в пикоамперметре ME-1035 компенсация напряжения на резисторе производится в пределах до  $\pm 1000\%$  от верхнего предела установленного диапазона измерения, в измерителе 1542 можно компенсировать токи до  $10^{-8}$  А. Для компенсации фонового тока иногда в измеритель встраивают регулируемый источник токов, например ионизационный [Л. 12-116].

Измерители малых токов общего назначения, использующие метод резистора, редко выпускаются как самостоятельные приборы, обычно кроме того предусматриваются пределы измерения по напряжению, заряду и сопротивлению. В нашей стране комбинированные и универсальные электрометрические приборы выпускаются в соответствии с ГОСТ 9763-67 «Приборы электронные измерительные. Общие технические условия».

### **б) Самопишущие измерители**

В качестве ЭМУ или УПТ в таких измерителях удобно использовать системы с выходом на переменном токе. Серийно выпускаются самопишущие измерители малых токов с вибропреобразователем. Приборы ЭППВ-21 и ЭППВ-51 имеют по четыре предела измерения:  $2,6 \times 10^{-8}$ — $8,5 \cdot 10^{-9}$ — $2,6 \cdot 10^{-9}$ — $6 \cdot 10^{-10}$  А. Ширина диаграммы составляет 275 мм. Прибор Multicord 250 фирмы Kuntze (ФРГ) имеет пределы измерения от  $1,25 \cdot 10^{-9}$  до  $5 \cdot 10^{-5}$  А, погрешность 0,5%.

### **в) Цифровые измерители**

Метод с резистором не очень хорошо подходит для построения цифровых измерителей, так как не позволяет реализовать основное достоинство таких приборов — высокую точность. В тех случаях, когда высокая точность не нужна, такие приборы могут оказаться полезными (табл. 12-2). Они представляют собой сочета-

Таблица 12-2

### Характеристики серийных измерителей малых токов с цифровым отсчетом

Тип	Изготовитель	Пределы измерения, А	Погрешность	Шумы	Дрейф
615	Keithley (США)	$10^{-12}$ — $10^{-1}$	$(0,5-4)\% \pm 1$ знак	$\pm 4 \cdot 10^{-15}$ А	—
440	Keithley (США)	$10^{-10}$ — $10^{-2}$	$(0,2-0,5)\% \pm 1$ знак	—	0,5%/неделю; 0,05%/К
445	Keithley (США)	$10^{-9}$ — $10^{-2}$	$(0,2-0,5)\% \pm 1$ знак	—	0,5%/неделю; 0,05%/К
ME-1035	EG and G (США)	$10^{-11}$ — $10^{-5}$	$(0,05-0,5)\% \pm 1$ знак	—	—

Примечание. Модель 615 кроме токов измеряет также напряжения, заряды, сопротивления; модель 445 имеет автоматический выбор пределов измерения.

ние ЭМУ с параллельной ООС и цифрового измерителя выходного напряжения.

В [Л. 12-119] описан прибор для исследования космического пространства с преобразованием выходного напряжения в частоту. Он имел линейную характеристику в диапазоне  $5 \cdot 10^{-14}$ — $5 \cdot 10^{-10}$  А и работал без переключения пределов измерения. Частота на выходе составляла от 25 Гц до 25 кГц, время установления показаний — 10 мс.

#### г) Измерители разности двух токов

В дифференциальных и компараторных измерителях [Л. 12-36, 12-37] на вход подаются два тока от разных источников и определяется их разность или отношение. Измерители разности могут быть выполнены по схемам с образованием разности измеряемых токов (рис. 12-11,а) и с образованием разности напряжений, пропорциональных токам (рис. 12-11,б). При этом используются электрометрический измеритель напряжения и один или два ( $Z_1$  и  $Z_2$ ) пассивных преобразователя токов в напряжение (резисторы или конденсаторы). Схема на рис. 12-11,а обеспечивает большую точность, чем схема на рис. 12-11,б, так как в последней на погрешность влияет также неидентичность  $Z_1$  и  $Z_2$ . Однако схема на рис. 12-11,а не всегда удобна, так как в ней контролируемые источники включены в разной полярности (например, при использовании в качестве датчиков токов ионизационных камер токи камер зависят от поляр-

ности питающего напряжения). В схеме на рис. 12-11,а разность напряжений, пропорциональных токам, образуется на выходе ЭМУ. Меняя коэффициент передачи  $k_d Z_2$  одного из каналов с помощью делителя на выходе ЭМУ, можно устанавливать равенство коэффициентов передачи  $Z = U_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$  каналов.

Дифференциальные измерители выпускаются серийно. Прибор 604 фирмы Keithley с приставками 6041 и 6033, представляющими собой наборы подобранных пар резисторов, может измерять разность малых токов. Сопротивления резисторов равны  $10^6$ ,  $10^8$ ,  $10^{10}$  и  $10^{11}$  Ом, диапазон токов в каждом канале составляет  $10^{-14}$  —  $10^{-6}$  А, шумы —  $2 \cdot 10^{-15}$  А.

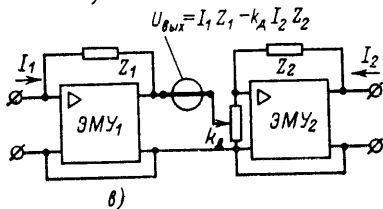
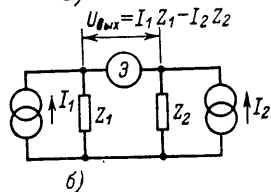
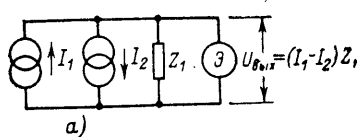


Рис. 12-11. Принципиальные схемы дифференциальных измерителей токов.

#### д) Измерители отношения двух токов

Измерители отношения (компараторы) малых токов, так же как измерители разности, имеют два входных сигнала и выполняются по близким схемам. В частности, схема на рис. 12-11,б может быть использована для компараторов, если сделать  $Z_1$  или  $Z_2$  регулируемым. Тогда, устанавливая  $I_1 Z_1 = I_2 Z_2$ , можно по отношению  $Z_1/Z_2$  найти искомое отношение токов. Поскольку высокоомные резисторы трудно выполнить регулируемыми, наиболее подходящей для компараторов является схема на рис. 12-11,в. В этом случае регулировка коэффициента передачи одного из каналов осуществляется делителем (на выходе ЭМУ<sub>2</sub>), который проградуирован в единицах искомого отношения. Если с помощью дополнительного устройства непрерывно определять отношение выходных напряжений ЭМУ [Л. 12-141], результат находится автоматически,



## е) Широкополосные измерители

Для коррекции частотной характеристики электрометрических измерителей тока в тех случаях, когда меры по уменьшению собственной емкости резисторов не дают желаемых результатов, применяются два метода.

Согласно одному из них [Л. 12-127] в цепи ООС используется частотозависимый делитель (рис. 12-12). С увеличением частоты глубина ООС уменьшается (за счет уменьшения  $1/\omega C_3$ ), и коэффициент передачи схемы возрастает, чем и компенсируется уменьшение сопротивления  $Z_2$ . Действительно, при  $k\beta \gg 1$  коэффициент передачи ЭМУ с параллельной ООС равен  $A = Z_2/\beta$ , и выбирая постоянную времени звена  $\beta$  равной постоянной времени звена  $Z_2$ , можно сделать  $A$  независимым от частоты.

Практические ограничения действенности этого метода связаны с тем, что емкость  $C_2$  является распределенной. Чтобы избавиться от влияния этого обстоятельства, можно шунтировать резистор постоянной емкостью, значительно превышающей распределенную. Относительное значение распределенной емкости уменьшается, и ча-

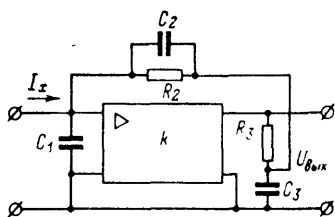


Рис. 12-12. Быстродействующий измеритель с частотозависимой ООС.

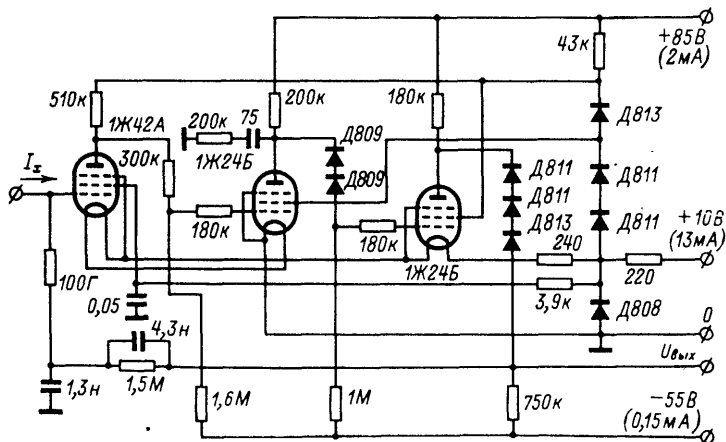


Рис. 12-13. Схема малогабаритного широкополосного электрометрического измерителя токов с коррекцией в цепи ООС.

стотная характеристика измерителя улучшается. Хорошие результаты дает усложнение цепи коррекции—шунтирование резистора в корректирующем делителе  $R_3$  дополнительной емкостью [Л. 12-56].

Схемы с частотозависимой ООС широко применяются в быстродействующих измерителях малых токов [Л. 12-60, 12-119, 12-126, 12-129]. Приведем пример практической схемы (рис. 12-13). Измеритель [Л. 12-57] содержит электрометрический каскад на лампе 1Ж42А и два каскада на пентодах 1Ж24Б. В цепи 100%-ной ООС предусмотрен фильтр коррекции (резистор 1,5 МОм и конденсаторы 1,3 нФ и 4,3 нФ). Цепи накала питаются от отдельного низковольтного источника, что повышает экономичность усилителя. Связь между каскадами осуществляется делителями из резисторов и стабилитронов без потерь в усилении, так как динамическое сопротивление стабилитронов не превышает единиц ом. Высокие собственные шумы стабилитронов не позволяют использовать их в делителе связи после первого каскада. Усилитель размещен в экранирующем корпусе диаметром 60 и высотой 70 мм. В блоке питания смонтированы источник питания и стрелочный прибор с током полного отклонения 50 мкА. Коэффициент усиления измерителя составлял 800, полоса пропускания (на уровне 0,7) — примерно 160 Гц, уровень шума —  $0,5 \cdot 10^{-13}$  А, дрейф нуля — 0,1 мВ/мин, выходное напряжение — до 40 В, потребляемая мощность — 0,3 Вт.

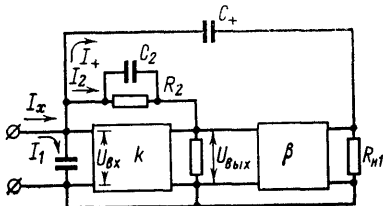


Рис. 12-14. Быстродействующий измеритель с положительной обратной связью.

Другой метод повышения быстродействия заключается в использовании положительной обратной связи [Л. 12-84]. На выходе ЭМУ (рис. 12-14) предусмотрен дополнительный каскад  $\beta$ , например, в виде анодного повторителя, сигнал с которого через емкость  $C_+ = (0,1 \div 0,5)$  пФ подается в ту же точку, что и основная ООС. В качестве  $C_+$  может быть использована паразитная емкость [Л. 12-27]. Работа системы описывается следующими уравнениями:

$$I_x = I_1 + I_2 + I_+; \quad U_{\text{ВЫХ}} = kU_{\text{ВХ}}; \quad I_x = U_{\text{ВХ}}/Z_1;$$

$$I_2 = (U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ}})/Z_2; \quad I_+ = U_{\text{ВЫХ}}\beta/Z_+.$$

Решая их совместно, получаем:

$$A = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_x} = \frac{Z_2}{1 + \frac{Z_1 + Z_2}{kZ_1} + \frac{\beta Z_2}{Z_+}}.$$

Подставляя в это уравнение

$$Z_1 = \frac{1}{pC_1}; \quad Z_2 = \frac{R_2}{1 + pR_2C_2}; \quad Z_+ = \frac{1}{pC_+},$$

имеем:

$$A(p) = \frac{k}{k+1} \frac{R_2}{1 + pR_2 \left( C_2 + \frac{C_1}{k+1} + \frac{k}{k+1} \beta C_+ \right)};$$

При отрицательном  $\beta$ , т. е. при положительной обратной связи и при выполнении условия

$$C_2 + \frac{C_1}{k+1} = \frac{\beta C_+ k}{k+1}$$

коэффициент передачи не зависит от частоты и равен:

$$A = \frac{R_2 k}{k+1}.$$

На практике [Л. 12-56] схемы с положительной обратной связью дают те же результаты, что и схемы с частотозависимым делителем в цепи ООС. Это объясняется тем, что эффективность коррекции зависит не от типа схемы, а от порядка уравнений, которыми описывается система коррекции, и допустимого числа независимых параметров коррекции. Увеличить эффективность рассматриваемой схемы (в 4—5 раз) можно [Л. 12-56] введением дополнительного параметра коррекции: емкости, шунтирующей выходное сопротивление  $\beta$ -цепи ( $R_{\text{н}}$  на рис. 12-14).

Усилитель с коррекцией положительной обратной связью (рис. 12-15) содержит [Л. 12-57] четыре каскада на электрометрическом триоде ЭМ-7 и пентодах 1П4Б. Напряжение ООС снимается с выхода третьего каскада и через делитель 2,4 МОм — 2 МОм и высокоомный резистор 47 ГОм подается на вход. Напряжение корректирующей положительной обратной связи снимается с анода четвертого каскада, поворачивающего фазу на  $180^\circ$ , и через емкость примерно 0,3 пФ тоже подается на вход. Глубина положительной обратной связи подбирается потенциометром 1,2 МОм. Усилитель размещен в кожухе диаметром 65 и высотой 145 мм. Он имеет коэффициент усиления 1700, полосу пропускания на уровне 0,7 примерно 50 Гц, шумы (двойная амплитуда)  $10^{-13}$  А. Потребляемая мощность 4 Вт, выходное напряжение до 25 В.

Различные варианты схем быстродействующих измерителей тока можно также найти в [Л. 12-27, 12-30, 12-57, 12-60, 12-87, 12-120, 12-126, 12-131, 12-142]. Коррекцию переходной характеристики измерителя тока

можно еще осуществить с помощью дифференцирующего усилителя [Л. 12-29], однако этот метод не нашел применения.

Расширение полосы пропускания приводит к существенному увеличению шумов [см. (12-4)]. Шумам быстродействующих измерителей токов посвящен ряд работ [Л. 12-58, 12-123, 12-143]. Для уменьшения шумов необходимо на выходе предусматривать фильтр, сни-

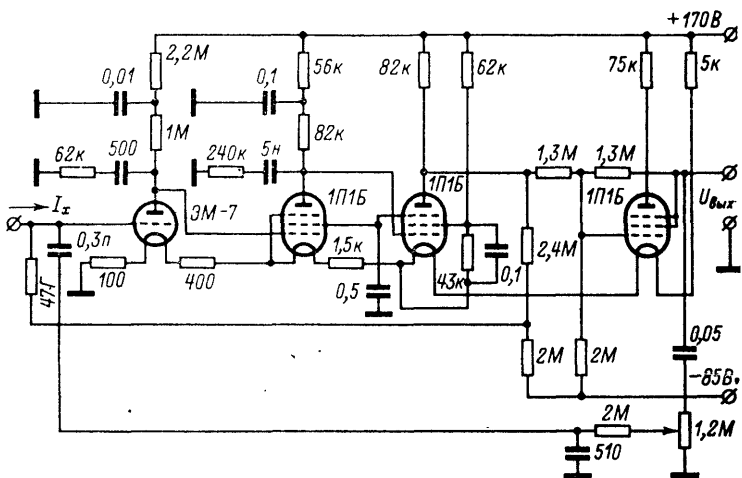


Рис. 12-15. Схема однотактного электрометрического измерителя токов с коррекцией положительной обратной связью.

жающий мощность шумов при частотах выше верхней граничной частоты [Л. 12-123]. Существенное влияние могут оказать вибрационные и акустические шумы. Для их уменьшения принимают соответствующие конструктивные меры. Определение чувствительности к ударам выполняется [Л. 12-143] с помощью маятникового копра, а акустические шумы определяются с помощью звукового генератора.

Для проверки переходных характеристик на вход быстродействующего измерителя подается скачкообразное изменение тока от источника на фотоэлементе [Л. 12-56, 12-79], на экранированном резисторе [Л. 12-79] или от емкостного источника тока, представленного генератором треугольного напряжения и дифференцирующей емкостью [Л. 12-79, 12-92]. Наиболее удобный метод определения переходных характеристик заключается

в следующем [Л. 12-60]. Вход ЭМУ закорачивается, регулятором нуля устанавливается некоторое напряжение на выходе. Затем вход размыкается и ООС восстанавливается. Усилитель входит в установившийся режим, и по осциллографу на выходе усилителя наблюдается его переходная характеристика, которая характеризует его динамические свойства. Для определения амплитудно-частотной характеристики быстродействующий измеритель питается от генератора низкой частоты через воздушный конденсатор емкостью несколько пикофард. Ток на входе измерителя находится как  $I = U\omega C$ , а выходное напряжение определяется по осциллографу.

Таблица 12-3

**Характеристики серийно выпускаемых быстродействующих измерителей тока**

Тип	Изготовитель	Пределы измерения, А	Погрешность, %	Дрейф нуля	Время установления показаний
417	Keithley (США)	$10^{-12}$ — $3 \cdot 10^{-5}$	2—3	1%/8 ч	0,03 с
202	E-H Research Lab. (США)	$10^{-12}$ — $10^{-5}$	—	3%/неделю	0,2 мс на пределе $3 \cdot 10^{-8}$ А
TR-16	Takeda Ricken (Япония)	$10^{-10}$ — $3 \cdot 10^{-5}$	2—3	2 дел/24 ч	3 мс на пределе $10^{-10}$ А при $C_{вх} = 50$ пФ
415	Keithley (США)	$10^{-12}$ — $10^{-3}$	2—3	2%/24 ч	0,6 с на пределе $10^{-12}$ А при $C_{вх} = 50$ пФ

За рубежом освоен серийный выпуск быстродействующих измерителей малых токов (табл. 12-3). Для нормирования их быстродействия пользуются довольно разнообразными характеристиками. Часто указывают частотный диапазон (на уровне 0,7), иногда постоянную времени или полное время установления показаний. В американской практике принято нормировать время, необходимое для прохождения выходного сигнала (при скачкообразном входном) от 10 до 90% установившегося уровня. Если переходная характеристика описывается дифференциальным уравнением первого порядка, то между этим временем  $T$  и верхней граничной частотой  $f_{в}$  соблюдается соотношение  $3Tf_{в} = 1$ . Во всех случаях указывают, при какой дополнительной емкости на входе определяется быстродействие.

### 12-3. ИЗМЕРИТЕЛИ ТОКОВ С ЛОГАРИФИМИРУЮЩИМ ЭЛЕМЕНТОМ. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И СВОЙСТВА

#### а) Принципы построения

Широкий интерес к измерителям с логарифмическими преобразователями тока в напряжение возник в начале 50-х годов в связи с развитием техники измерения ионизирующих излучений. В последнем десятилетии освоен серийный выпуск таких измерителей [Л. 12-20]. В качестве логарифмических преобразователей используются полупроводниковые и электровакуумные логарифмирующие элементы (ЛЭ), рассмотренные в § 3-2. Наиболее универсальные характеристики обеспечивают

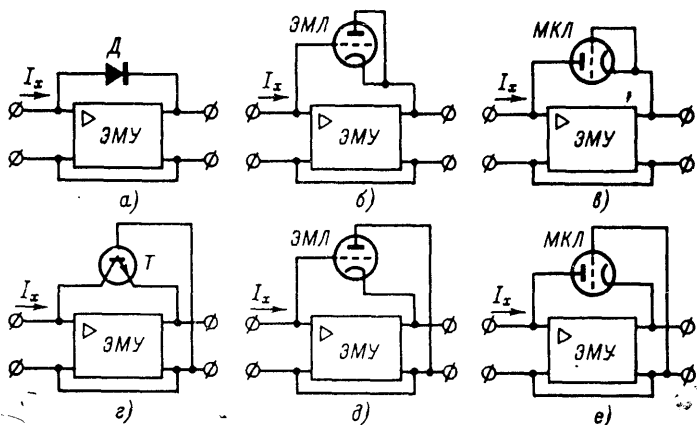


Рис. 12-16. Схемы включения ЛЭ в измерителях с параллельной ООС.

ся при включении ЛЭ в цепь параллельной ООС ЭМУ (рис. 12-16). Коэффициент преобразования измеряемого тока в выходное напряжение ЭМУ целиком определяется свойствами ЛЭ и не зависит от коэффициента усиления ЭМУ. Падение напряжения на входе близко к нулю, а быстродействие может быть большим. В схемах на рис. 12-16, а—в ЛЭ (соответственно полупроводниковый диод *Д*, электрометрический триод *ЭМЛ* и металлокерамическая лампа *МКЛ*; вместо полупроводникового диода можно использовать *p-n*-переход транзистора) используется в двухзажимном включении, а в схемах 12-16, г—е — в трехзажимном.

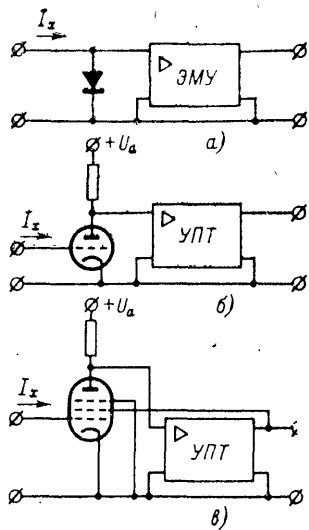


Рис. 12-17. Схемы измерителей тока с включением ЛЭ на входе усилителя.

пряжения на экранной сетке. При постоянном анодном токе напряжение на экранной сетке пропорционально логарифму тока управляющей сетки [Л. 12-65].

## б) Входные преобразователи

В логарифмических измерителях малых токов можно применять любой из известных типов ЭМУ. Наибольшее применение получили ЭМУ на электрометрических лампах [Л. 12-80] и МОП-транзисторах; ЭМУ на динамическом конденсаторе используются редко [Л. 12-110], так как их высокая чувствительность по току не может быть полезна из-за ограниченности диапазона современных ЛЭ. Для получения логарифмических измерителей с предельной чувствительностью по току можно использовать электрометрический измеритель напряжений с логарифмической характеристикой (см. § 11-2) в сочетании с высокоомным резистором. Если преобразование тока в напряжение осуществляется электронной лампой в трехзажимном триодном включении (см. рис. 12-17, б и в), то она является и ЛЭ и входным электрометрическим преобразователем напряжения. Усиление сигнала с ее выхода осуществляется УПТ. Выбор типа

Иногда применяются измерители, в которых ЛЭ включается на входе ЭМУ или УПТ (рис. 12-17). В схеме на рис. 12-17, а вместо полупроводникового диода можно использовать любой ЛЭ в двухзажимном включении: *p-n*-переход транзистора, электровакуумный диод, электровакуумные многоэлектродные лампы. При триодном включении электрометрической лампы (рис. 12-17, б) она одновременно является и ЛЭ и усилительным элементом. При пентодном включении ЛЭ на входе линейного усилителя (рис. 12-17, в) УПТ играет роль регулятора анодного тока логарифмирующей лампы, обеспечивая его постоянство изменением на-

ЛЭ и входного преобразователя используемого при этом ЭМУ зависит от требований к измерителю в целом в отношении чувствительности, быстродействия, условий эксплуатации и пр.

### **в) Шумы**

Предельные возможности измерителей малых токов с ЛЭ определяются нижней границей рабочего диапазона ЛЭ и дрейфом его характеристик во времени, при изменении температуры и питающих напряжений. Шумы в таких устройствах могут оказывать влияние лишь при большом быстродействии. Для анализа шумовых свойств пригодна методика, рассмотренная в § 12-1. Уровень шумов зависит от входного тока, который определяет динамическое сопротивление ЛЭ.

### **г) Рабочий диапазон**

Выходное напряжение логарифмических измерителей тока меняется в нешироких пределах, и верхняя граница рабочего диапазона определяется целиком свойствами ЛЭ. Нижняя граница диапазона тоже мало зависит от свойств ЭМУ, уровень собственных помех по току которого может быть существенно меньше нижней границы рабочего диапазона ЛЭ. При использовании ламповых ЛЭ рабочий диапазон составляет порядка  $10^{-14}$ — $10^{-6}$  А, при использовании полупроводниковых ЛЭ он сдвигается в сторону больших токов и равен  $10^{-12}$ — $10^{-4}$  А (см. § 3-2).

### **д) Точность**

Логарифмические измерители малых токов имеют постоянную относительную погрешность во всем рабочем диапазоне, это дает им определенные преимущества перед измерителями с резистором. Однако из всех электрометрических преобразователей токов в напряжения ЛЭ имеют наименьшую точность. Поэтому в логарифмических измерителях малых токов нередко предусматривают периодическую калибровку передаточной характеристики [Л. 12-74], например, с помощью двух встроенных резистивных или ионизационных источников тока, токи которых лежат вблизи краев рабочего диапазона ЛЭ. Источники поочередно подключаются ко входу измерителя, и соответствующими регулировочны-



ми устройствами устанавливают определенные значения выходных напряжений. Иногда ограничиваются одноточечной калибровкой [Л. 12-130], поскольку наибольшему временному и температурному дрейфу подвержено смещение логарифмической характеристики, а крутизна меняется мало.

При калибровке по конденсаторам известной емкости (аналогично схеме на рис. 12-5 для измерителей

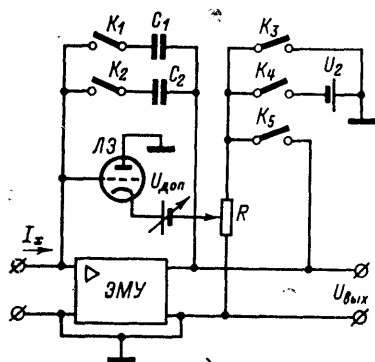


Рис. 12-18. Схема логарифмического измерителя токов с периодической калибровкой с помощью конденсаторов.

создает ток на входе ЭМУ, который интегрируется конденсатором  $C_2$ . Регулировкой  $R$  устанавливается заданная скорость изменения напряжения на выходе (измеряется секундомером по выходному прибору ЭМУ). После этих операций характеристика прибора в режиме измерений (ключ  $K_5$  замкнут, остальные разомкнуты) имеет заданные значения смещения и крутизны. Калибровка не устраняет влияния нелинейности характеристики ЛЭ. Последнюю можно учесть при градуировке выходного прибора или с помощью кривой поправок.

Относительная погрешность измерения по току в логарифмических измерителях связана с приведенной относительной погрешностью выходного прибора по напряжению  $\gamma_U$  выражением

$$\delta_I = n\gamma_U \ln 10,$$

где  $n$  — число декад рабочего диапазона измерителя. При  $\gamma_U = 1\%$  и  $n = 6$  получим  $\delta_I = 14\%$ . Снизить эту погрешность можно повышением точности измерения вы-

с резистором) используется схема по рис. 12-18 [Л. 12-21]. Для калибровки при малом токе замыкаются контакты  $K_1$  и  $K_3$ , ток на входе ЭМУ, создаваемый источником  $U_{\text{доп}}$  и ЛЭ, интегрируется конденсатором  $C_1$ . Параметры схемы таковы, что при этом должно быть  $U_{\text{вых}} = 0$ , что и достигается регулировкой  $U_{\text{доп}}$ . Для калибровки во второй точке замыкаются контакты  $K_2$  и  $K_4$ , источник  $U_2$  через регулируемый делитель  $R$

ходного напряжения или применением дифференциального измерителя выходного напряжения с суженным на время отсчета пределом измерения (рис. 12-19). Выходной измеритель содержит стрелочный прибор  $I$ , два добавочных резистора  $R_1$  и  $R_2$ , источники напряжения  $U_1—U_n$  и переключатель  $\Pi$ . В режиме широкодиапазонного измерения переключатель находится в верхнем положении и пределы измерения напряжения определяются суммой  $R_1$  и  $R_2$ . Перед отсчетом значения измеряемого тока переключатель переводится в одно из нижних положений. В цепь прибора  $I$  включаются резистор  $R_2$  и соответствующий источник напряжения, и пределы измерения определяются напряжением источника и сопротивлением  $R_2$ . Выбрав соответствующим образом  $U_1—U_n$  и  $R_2$ , можно перекрыть весь диапазон выходных напряжений ЭМУ с достаточной дискретностью. Погрешность отсчета по выходному прибору уменьшается пропорционально числу поддиапазонов. На практике удобно выбирать поддиапазоны равными одной декаде тока.

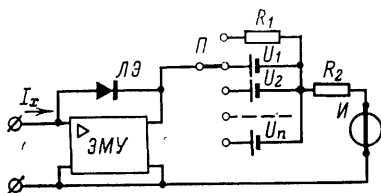


Рис. 12-19. Схема повышения точности отсчета выходного напряжения.

### е) Быстродействие

Переходная характеристика логарифмических измерителей малых токов определяется в конечном итоге постоянной времени ЛЭ [Л. 12-79, 12-115, 12-130]. Сопротивление ЛЭ зависит от протекающего тока, емкость постоянна для электровакуумных ЛЭ и зависит от тока для полупроводниковых. Реакция электровакуумного ЛЭ на ступенчатое изменение тока описывается выражением

$$I(t) = C \frac{dU(t)}{dt} + I_{уст} = C \frac{dU(t)}{dt} + 10^{(U(t)-a)/a_1}, \quad (12-7)$$

где  $I_{уст}$  — установившееся значение тока;  $C$  — емкость ЛЭ;  $U(t)$  — напряжение на ЛЭ.

Вводя в (12-7) замену переменной

$$y = 10^{(U(t)-a_0)/a_1},$$

после преобразований получаем:

$$\frac{Ca_1}{\ln 10} \frac{dy}{dt} + y^2 - I_{уст}y = 0.$$

Интегрируя это выражение, находим:

$$\frac{Ca_1}{I \ln 10} \ln \frac{y - I_{уст}}{y} + t + L = 0, \quad (12-8)$$

где  $L$  — постоянная интегрирования. В момент  $t=0$  справедливо

$$y = 10^{(U_0 - a_0)/a_1} = I_0, \quad (12-9)$$

где  $U_0$  — начальное напряжение на ЛЭ;  $I_0$  — начальное значение тока через ЛЭ. Определяя постоянную интегрирования из (12-8) и (12-9) и возвращаясь к исходной переменной, получим переходную характеристику в виде

$$U(t) = a_1 \lg \frac{I_{уст}}{1 + (m-1) \exp(-t/\tau)} + a_0, \quad (12-10)$$

где  $m = I_{уст}/I_0$  — относительное изменение тока;  $\tau = a_1 C / I_{уст} \ln 10 = CR_d$  — произведение емкости ЛЭ на его динамическое сопротивление при измененном значении тока.

Особенностью логарифмического преобразователя является зависимость переходного процесса от уровней начального и измененного установившихся значений тока. Относительная длительность переходного процесса, при которой относительная погрешность измерения тока не превосходит  $\delta I_{уст}$ , определяется в виде

$$\frac{t}{\tau} = \ln \frac{m-1}{\exp(-\delta I_{уст}) - 1}.$$

При увеличении тока погрешность пропорциональна  $\ln m$ , а при уменьшении практически не зависит от  $m$ .

В схеме с электровакуумными ЛЭ во входной цепи паразитная емкость составляет десятки — сотни пикофарад и постоянная времени при токах порядка  $10^{-12}$  А достигает 1—10 с. В измерителях с электровакуумным ЛЭ в диодном включении в цепи ООС постоянная времени при токе  $10^{-12}$  А составляет около 0,1 с [Л. 12-130], такие же характеристики имеют измерители с кремниевыми диодными ЛЭ [Л. 12-79, 12-115].

Уменьшение постоянной времени в схемах с ООС с помощью корректирующих цепей (см. § 12-1) может привести к самовозбуждению измерителя при больших токах [Л. 12-130].

#### 12-4. РАЗНОВИДНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ТОКОВ С ЛОГАРИФМИРУЮЩИМ ЭЛЕМЕНТОМ

##### а) Измерители с непосредственным отсчетом

Логарифмические измерители токов работают в широком диапазоне без переключения пределов, с их помощью можно выполнять некоторые алгебраические операции при прямых и совокупных измерениях [Л. 12-112, 12-125], относительная погрешность измерения токов такими приборами постоянна во всем диапазоне. Это обусловило широкое распространение измерителей с ЛЭ, хотя по точности они уступают измерителям с резистором, а тем более с конденсатором. Обычно используется шкала десятичных логарифмов; шкала натуральных логарифмов, применяемая, например, в усилителях переменного тока, встречается редко.

В схемах с параллельной ООС передаточная характеристика измерителя (связь между выходным и входным сигналами) повторяет с обратным знаком характеристику ЛЭ. При неполной ООС ( $\beta \neq 1$ ) можно получить на выходе ЭМУ большее напряжение, чем на ЛЭ. В схемах с ЛЭ на входе передаточная характеристика измерителя повторяет характеристику ЛЭ с постоянным множителем, определяемым линейным усилителем. Напряжение на ЛЭ не равно нулю ни в одной из точек рабочего диапазона токов, и для получения  $U_{\text{вых}} = 0$ , например при наименьшем токе диапазона, применяются дополнительные источники напряжения. В схемах с параллельной ООС источник включается последовательно с ЛЭ на низкоомной его стороне. В схемах с ЛЭ на входе источник включается после ЛЭ. Требуемое смещение характеристики измерителя устанавливается регулировкой напряжения источника. Для регулировки крутизны изменяется коэффициент передачи по напряжению, например изменением коэффициента ООС в системах с ЛЭ в цепи ООС.

В серийном логарифмическом измерителе малых токов фирмы Keithley (рис. 12-20) входной каскад балансный на двух электрометрических лампах 5886. Далее следуют два балансных каскада на

транзисторах типа 910 и 2N326A, первый из которых выполнен по схеме эмиттерных повторителей, и еще три каскада. Логарифмирующим элементом служит электрометрическая лампа 5886 в диодном включении с резистором 200 кОм в анодной цепи лампы. Этот резистор служит для компенсации начальной эмиссии. Диапазон входных токов составляет  $10^{-11}$ — $10^{-5}$  А, нестабильность после короткого прогрева не превышает 5% декады в сутки. Верхняя граничная частота равна 7 Гц при  $10^{-11}$  А и несколько тысяч герц при  $10^{-5}$  А.

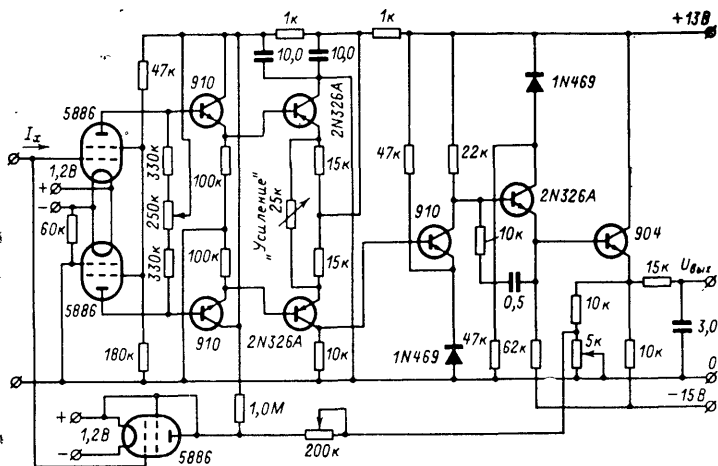


Рис. 12-20. Схема логарифмического измерителя токов фирмы Keithley.

Описание ряда логарифмических измерителей можно найти в [Л. 12-19, 12-22, 12-74, 12-98, 12-105, 12-132]. В табл. 12-4 приведены характеристики некоторых зарубежных серийных приборов.

Таблица 12-4

**Характеристики серийных логарифмических измерителей токов**

Тип	Изготовитель	Диапазон, А	Погрешность, %	Дрейф	Быстродействие
412	Keithley (США)	$10^{-13}$ — $10^{-7}$	20	50%/8 ч	2 с при $I_x \geq 10^{-12}$ А
413А	Keithley (США)	$10^{-13}$ — $10^{-4}$	20	17%/24 ч	0,1—2 с
АС-С1312	Atelier de Montages Electriques (Франция)	$10^{-13}$ — $10^{-7}$	—	—	—
RPMN_E035	General Radiological (Англия)	$5 \cdot 10^{-11}$ — $5 \cdot 10^{-5}$	10	—	—

Диапазон токов логарифмических измерителей обычно начинается с  $10^{-13}$  А и доходит до 10 декад, погрешность составляет десятки процентов. Нередко логарифмические измерители малых токов входят в аппаратуру для измерения ионизирующих излучений, например для определения трития в атмосфере [Л. 12-71].

### **б) Двухполярные измерители**

Обычные логарифмические измерители измеряют токи одной полярности. Если необходимо измерять токи обеих полярностей, применяются два ЛЭ с одинаковыми свойствами во встречно-параллельном включении или с разными свойствами в параллельном включении. Логарифмический преобразователь, представленный встречно-параллельным соединением полупроводниковых диодов, обладает симметричной характеристикой. При токах меньших нижней границы диапазона ЛЭ логарифмическая зависимость нарушается и некоторый участок характеристики измерителя является нерабочим. При встречно-параллельном соединении электровакуумных диодов цепь накала одного из диодов приходится питать от хорошо изолированного источника напряжения. Вольт-амперные характеристики электровакуумных диодов не проходят через нуль, что затрудняет получение симметричной характеристики измерителя в целом. В измерителях с транзисторами в трехзажимном включении двухполярность достигается параллельным включением в цепь ООС ЭМУ транзисторов разного типа проводимости. Триодные и пентодные электровакуумные ЛЭ не позволяют выполнить двухполярный измеритель. Калибровка двухполярных измерителей выполняется отдельно для каждой полярности.

### **в) Измерители с псевдологарифмической характеристикой**

Вследствие отсутствия нулевой точки у характеристики логарифмического измерителя при отключении измеряемого тока прибор выходит из рабочего участка характеристики, вследствие чего возникают перегрузки в ЭМУ и измерителе выходного напряжения. Кроме того, время установления показаний при включении измеряемого тока получается большим, так как динамическое сопротивление ЛЭ при нулевом токе очень велико. Эти явления устраняются в измерителях с псевдолога-

рифмическими характеристиками [Л. 12-137]. В них на вход от вспомогательного источника постоянно подается ток  $I_0$ , равный минимальному току рабочего диапазона. Характеристика измерителя описывается выражением  $U_{\text{вых}} = A_0 + A_1 \lg(I_x + I_0)$ . Погрешность измерений при малых токах тем самым увеличивается.

### г) Измерители параметров атомных реакторов

Логарифмические измерители малых токов используются в измерителях мощности и периода атомных реакторов [Л. 12-48]. В измерителях мощности логарифмический электрометр включается на выходе ионизационной камеры, ток которой пропорционален количеству нейтронов в реакторе. Диапазон изменения мощности в энергетических реакторах достигает 7—10 декад. Скорость изменения мощности может быть высокой, и необходимы быстродействующие измерители токов.

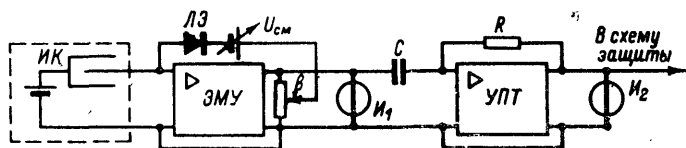


Рис. 12-21. Схема измерителя мощности и периода ядерного реактора.

При измерении периода (времени, за которое мощность реактора возрастает в  $e$  раз) на выходе логарифмического преобразователя малых токов включается дифференцирующий усилитель. Мощность реактора  $P$  при запуске зависит от времени  $t$  и мощности в начальный момент  $P_0$  следующим образом:

$$P = P_0 \exp(t/\tau_p),$$

где  $\tau_p$  — период реактора. Каждый реактор имеет оптимальное значение  $\tau_{\text{опт}}$ . При  $\tau_p > \tau_{\text{опт}}$  увеличивается время достижения номинальной мощности, что невыгодно по экономическим соображениям; при  $\tau_p < \tau_{\text{опт}}$  скорость подъема мощности велика, что может привести к аварии. Для измерения и регулирования  $\tau_p$  в процессе запуска и автоматического отключения реактора при аварийной ситуации применяются измерители периода, в частности, с логарифмическими преобразователями малых токов (рис. 12-21). Ток ионизационной камеры

ИК, пропорциональный мощности реактора, измеряется ЭМУ с ЛЭ в цепи параллельной ООС. Показания прибора  $I_1$  пропорциональны мощности  $P$ , т. е.

$$U_1(t) = A_0 + A_1 \lg P = A_0 + A_1 \lg P_0 + \frac{A_1}{\ln 10} \frac{t}{\tau_p}.$$

Показания прибора  $I_2$  на выходе дифференцирующего усилителя, представленного УПТ с цепочкой  $RC$ , обратно пропорциональны периоду реактора, т. е.

$$U_2 = k \frac{dU_1(t)}{dt} = \frac{A_1}{\ln 10} \frac{1}{\tau_p}.$$

С выхода ЭМУ можно подать сигнал в систему регулирования мощности, а с выхода УПТ в систему регулирования скорости и аварийной защиты.

#### д) Измерители отношения токов

Принципиально возможны два метода построения измерителей отношения двух токов на базе логарифмических преобразователей: двухканальный (рис. 12-22,а) и одноканальный с коммутируемым входом и выходом (рис. 12-22,б). В первом случае токи  $I_1$  и  $I_2$  подаются на входы идентичных измерителей. Выходной прибор  $I$  измеряет разность напряжений, т. е.

$$\begin{aligned} U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} &= \\ &= (A_{01} + A_{11} \lg I_1) - \\ &- (A_{02} + A_{12} \lg I_2) = \\ &= A_1 (\lg I_1 - \lg I_2) = \\ &= A_1 \lg (I_1/I_2), \end{aligned}$$

где принято  $A_{01} = A_{02}$  и  $A_{11} = A_{12} = A_1$ . Показания выходного прибора не зависят от смещения характеристик каналов. В одноканальном измерителе измеряемые токи подаются поочередно на вход ЭМУ, коммутация на входе и на выходе осуществляется одновременно. Разность напряжений на за-

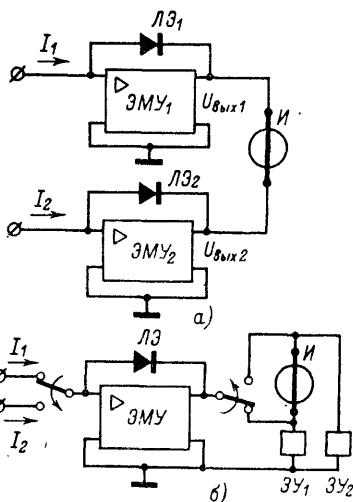


Рис. 12-22. Измерители отношения двух токов с логарифмическими преобразователями.



поминающих устройствах  $3U_1$  и  $3U_2$  измеряется прибором  $I$  и пропорциональна  $\lg(I_1/I_2)$ . Недостатком схемы является коммутация на входе ЭМУ.

## 12-5. ИЗМЕРИТЕЛИ ТОКОВ С КОНДЕНСАТОРОМ. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И СВОЙСТВА

### а) Принципы построения

В электрометрических измерителях токов с конденсатором осуществляется преобразование тока в скорость изменения напряжения:  $\Delta U_c/\Delta t = I_x/C$ . В зависимости от вида ООС возможны две схемы (рис. 12-23). Схема с параллельной ООС (рис. 12-23,б) получила большее распространение, чем схема с последовательной ООС (рис. 12-23,а). Напряжение на входных зажимах в схеме по рис. 12-23,б близко к нулю, благодаря чему умень-

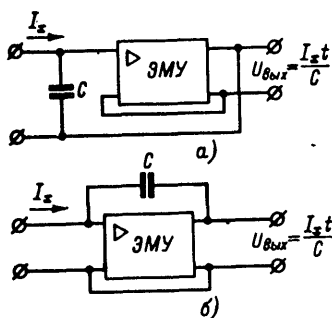


Рис. 12-23. Измерители с конденсатором на базе ЭМУ с ООС.

шается влияние входного сопротивления ЭМУ и линии связи на результаты измерений. Схема по рис. 12-23,а этим достоинством не обладает.

Если компенсация напряжения на конденсаторе осуществляется вручную, то ООС замыкается через оператора (рис. 12-24). Компенсирующее напряжение может быть включено параллельно напряжению на конденсаторе (рис. 12-24,а) или последовательно (рис. 12-24,б). Непрерывной регулировкой компенсирующего напряжения в обоих случаях напряжение на электрометре  $\mathcal{E}$  под-

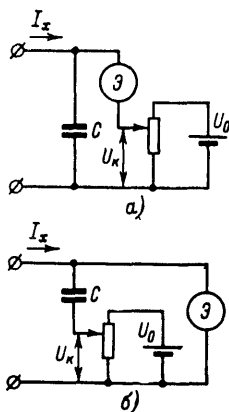


Рис. 12-24. Измерители с конденсатором, имеющие ручную компенсацию напряжения на конденсаторе.

держивается равным нулю, тогда  $U_C = U_K$ . Схема на рис. 12-24,б, известная под названием схемы Таунсенда, широко применялась для измерения малых токов с высокой точностью [Л. 12-85]. Применяется она иногда и до сих пор, однако скорее по инерции, чем по необходимости, так как не имеет никаких преимуществ перед схемой на рис. 12-23,б, где компенсация напряжения на конденсаторе осуществляется автоматически за счет ООС. Некомпенсационные способы измерения напряжения на конденсаторе (электростатическим электрометром или ЭМУ без ООС) сейчас вышли из употребления.

В любом из рассмотренных методов можно компенсировать измеряемый ток известным, однако хорошие точностные характеристики измерителей с конденсатором можно получить и без применения компенсации по току. Компенсация входного сигнала известным используется лишь в системах с периодической нейтрализацией заряда, что обеспечивает преобразование тока в частоту импульсов. В последнем случае целью компенсации является не только получение высокой точности, но и создание предпосылок для автоматизации измерений.

Для определения скорости изменения выходного напряжения в измерителях с конденсатором используются разнообразные способы: от простейшего с вольтметром и секундометром до достаточно сложных. Нередко способ измерения скорости накопления заряда влияет на принцип построения входной цепи измерителя. Поэтому трудно провести независимую классификацию методов, реализуемых во входной цепи с целью преобразования тока в скорость изменения напряжения, и методов построения выходной части измерителя, где определяются скорости изменения напряжения.

## **б) Входные преобразователи**

В ЭМУ для измерения скорости изменения напряжения в приборах с конденсатором могут быть применены любые из известных преобразователей напряжения, в зависимости от требований к измерителю в целом. Обычно измерители с конденсатором применяются, когда нужна высокая точность, т. е. в лабораторной практике, поэтому по условиям эксплуатации к входным преобразователям и другим элементам жестких требований не предъявляется.

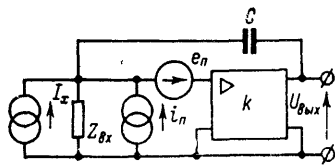


Рис. 12-25. Эквивалентная схема для расчета шумов.

## в) Шумы

Рассмотрим шумы ЭМУ с ООС через конденсатор  $C$  (рис. 12-25). Источником помех в такой схеме является только ЭМУ, конденсатор  $C$  и входное сопротивление ЭМУ считаем нешумящими.

Выходное напряжение связано с источниками помех  $e_n$  и  $i_n$  и измеряемым током  $I_x$  уравнением

$$U_{\text{вых}} = \frac{k}{k+1} \left[ (I_x + i_n) \frac{1}{p(C + C_{\text{вх}}/k)} + e_n \frac{C + C_{\text{вх}}}{C + C_{\text{вх}}/k} \right] \approx \\ \approx (I_x + i_n) \frac{1}{pC} + e_n \left( 1 + \frac{C_{\text{вх}}}{C} \right),$$

где  $C_{\text{вх}}$  — входная емкость ЭМУ;  $k$  — коэффициент усиления ЭМУ.

Средний квадрат напряжения шумов на выходе

$$\overline{du^2}_{\text{ш}} = \overline{di^2}_n \frac{1}{(2\pi fC)^2} + \overline{de^2}_n \left( 1 + \frac{C_{\text{вх}}}{C} \right)^2. \quad (12-11)$$

Подставляя значения помех и емкостей, можно найти шумы для любого конкретного случая. Для ЭМУ на электрометрической лампе, шумовое сопротивление которой определяется уравнением (6-1) и дробовые шумы сеточного тока  $I_n$  уравнением (1-5), имеем:

$$\overline{du^2}_{\text{ш}} = 2qI_n \frac{df}{(2\pi fC)^2} + 4KTR_{\text{эвб}} \left( 1 + \frac{f_0}{f} \right) \left( 1 + \frac{C_{\text{вх}}}{C} \right)^2 df.$$

Интегрируя последнее выражение в пределах от  $f_1$  до  $f_2$ , находим:

$$\overline{u^2}_{\text{ш}} = \frac{2qI_n}{(2\pi C)^2} \left( \frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2} \right) + \\ + 4KTR_{\text{эвб}} \left( 1 + \frac{C_{\text{вх}}}{C} \right)^2 \left[ (f_2 - f_1) + f_0 \ln \frac{f_2}{f_1} \right].$$

Так как время измерения  $t_{\text{изм}}$  конечно и частоты ниже  $f = 1/t_{\text{изм}}$  не влияют на результаты измерения, за нижнюю границу частотного диапазона, в котором определяются шумы, целесообразно принять  $f_1 = 1/t_{\text{изм}}$ . Верхняя граница  $f_2$  определяется свойствами выходного прибора или ЭМУ, если  $U_{\text{вых}}$  определяется с помощью электронной схемы.

Поскольку  $f_2 \gg f_1$ , то  $1/f_1 - 1/f_2 \approx t_{\text{изм}}$ . Шумовой ток электрометрического интегратора

$$\begin{aligned} \bar{i}_{\text{ш}}^2 &= \bar{u}_{\text{ш}}^2 \frac{C^2}{t_{\text{изм}}^2} = \frac{qI_{\text{п}}}{2\pi^2 t_{\text{изм}}} + \\ &+ \frac{4KTR_{\text{экв}}}{t_{\text{изм}}^2} (C + C_{\text{вх}})^2 \left[ f_2 + f_0 \ln \frac{f_2}{f_1} \right]. \end{aligned}$$

Из уравнения видно, что с увеличением времени интегрирования  $t_{\text{изм}}$  шумы по току уменьшаются. При  $I_{\text{п}} = 10^{-14}$  А;  $t_{\text{изм}} = 10$  с;  $f_1 = 0,1$  Гц;  $f_2 = 10$  Гц;  $R_{\text{экв}} = 10^6$  Ом;  $f_0 = 500$  Гц;  $C = 10^{-11}$  Ф;  $C_{\text{вх}} = 2 \cdot 10^{-11}$  Ф получим  $\sqrt{\bar{i}_{\text{ш}}^2} = 3 \cdot 10^{-16}$  А, причем в основном шумовой ток обусловлен дробовым шумом сеточного тока электрометрической лампы. Шумы по току измерителей с конденсатором могут быть сделаны меньшими, чем у измерителей с резистором, так как конденсатор является нешумящим элементом. Предельные возможности измерителей с конденсатором определяются не шумами, а паразитными токами входных элементов и их нестабильностью. Используя ЭМУ с динамическим конденсатором, можно получать порог чувствительности на уровне  $10^{-17}$  А.

### г) Рабочий диапазон

Нижняя граница рабочего диапазона измерителей с конденсатором определяется паразитным током на входе. Верхний предел зависит от емкости конденсатора, времени измерения и верхнего предела измерения ЭМУ по напряжению. Конденсаторы с высококачественным диэлектриком на емкости больше 1—10 мкФ не выпускаются. Если  $C = 1$  мкФ, а  $U_{\text{вых}} \leq 10$  В, то при  $t_{\text{изм}} = 100$  с наибольший измеряемый ток составит  $I_{\text{макс}} = U_{\text{вых}} C / t_{\text{изм}} = 10^{-7}$  А. Уменьшая  $t_{\text{изм}}$  или расширяя диапазон ЭМУ по напряжению, можно увеличить  $I_{\text{макс}}$ , однако в общем случае измерители с конденсатором, в отличие от измерителей с резистором, плохо пригодны для измерения токов, больших  $10^{-7}$ — $10^{-6}$  А.

### д) Точность

Воздушные конденсаторы или конденсаторы с диэлектриком обеспечивают точность преобразования тока в скорость изменения напряжения по крайней мере на уровне 0,01—0,1%. При использовании компенсационного метода погрешность измерения напряжения на кон-

денсаторе тоже можно сделать малой. Погрешности измерителей с конденсатором обычно определяются методом измерения скорости выходного напряжения [Л. 12-33]. При пользовании секундомером в лучшем случае  $\delta t_{\text{изм}} = 0,2 \div 0,5\%$ . Для электронных выходных устройств она может быть меньше. Обычно погрешность измерителей с конденсатором не превышает  $0,1-1\%$ . При меньших точностях рациональнее использовать метод с резистором, который обычно дает более простые решения измерителя в целом.

### е) Время измерения

Если определяется среднее за некоторый промежуток времени значение тока, то время измерений может составлять до  $100-1000$  с. При таких  $t_{\text{изм}}$  сглаживается влияние собственных шумов ЭМУ, упрощаются требования к способу измерения времени интегрирования. Наибольшее допустимое  $t_{\text{изм}}$  ограничивается саморазрядом конденсатора. Если его емкость равна  $C$ , а сопротивление утечки  $R_c$ , то при заряде током  $I_x$  напряжение на конденсаторе растет по закону

$$U_c(t) = I_x R_c [1 - \exp(-t/R_c C)].$$

Разлагая экспоненту в степенной ряд и ограничиваясь первыми членами разложения, получаем:

$$U_c(t) = \frac{I_x t}{C} \left(1 + \frac{t}{2R_c C}\right),$$

т. е. погрешность от саморазряда равна  $t/2R_c C$ . Для используемых в электрометрии конденсаторов с диэлектриком и воздушных  $R_c C = 10^4 \div 10^5$  с, и при  $t_{\text{изм}} = 100$  с погрешность от саморазряда не превышает  $0,05-0,5\%$ . Часто большое  $t_{\text{изм}}$  нежелательно или даже недопустимо. Это накладывает определенные ограничения на способ измерения скорости выходного напряжения и нередко приводит к понижению точности или чувствительности измерителя.

## 12-6. РАЗНОВИДНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ТОКОВ С КОНДЕНСАТОРОМ

### а) Измерители с секундомером

В измерителях [Л. 12-10, 12-38, 12-39, 12-95, 12-117, 12-135, 12-146] используются ЭМУ с ООС через конденсатор. Принципы их построения близки к применяемым

В измерителях с высокоомными резисторами в цепи параллельной ООС ЭМУ (см. § 12-1). Пределы измерения выбираются независимым изменением емкости конденсатора и глубины ООС. Шкала выходного прибора градуируется в кулонах, а измеряемый ток определяется по показаниям выходного прибора и времени измерения. Чтобы учесть отклонения емкостей конденсаторов от номинальных и обеспечить расчетные значения цены деления выходного прибора, в цепи ООС предусматривают подгоночные резисторы.

Измерители с накопительным конденсатором выпускаются серийно (табл. 12-5).

Таблица 12-5

**Характеристики серийных интеграторов малых токов**

Тип	Изготовитель	Пределы измерения	Погрешность, %	Порог чувствительности
A310C	Elcor (США)	$3 \cdot 10^{-10} - 10^{-4}$ А	1	—
MM11-17	Kawaguchi (Япония)	$10^{-15} - 10^{-8}$ Кл	—	—
600B	Keithley (США)	$10^{-12} - 10^{-6}$ Кл	5	$2 \cdot 10^{-14}$ А
602	Keithley (США)	$10^{-12} - 10^{-6}$ Кл	5	$5 \cdot 10^{-15}$ А
640	Keithley (США)	$2 \cdot 10^{-14} - 6 \cdot 10^{-10}$ Кл	0,25	$5 \cdot 10^{-16}$ Кл
TR-84	Takeda Ricken (Япония)	—	—	$5 \cdot 10^{-16}$ Кл
ВК2-16	Минский приборостроительный завод	$10^{-13} - 3 \cdot 10^{-9}$ Кл	10	$2 \cdot 10^{-17}$ А

Нередко в универсальных измерителях кроме пределов измерения по напряжению и току (с резисторами) предусматриваются накопительные емкости в цепи ООС, что дает возможность измерять средние значения токов методом интегрирования. Время измеряется секундомером. В частности, накопительный конденсатор имеется в электрометре ВК2-16. Емкость конденсатора составляет 100 пФ, что при пределе измерения по напряжению 1 мВ дает предел измерения по заряду  $10^{-13}$  Кл. При

$t_{\text{изм}} = 100$  с можно измерять токи  $10^{-15}$  А. Порог чувствительности определяется паразитным током и равен  $5 \cdot 10^{-17}$  А.

Измерители с секундомером, в которых накопительная емкость включается прямо на входе электрометра, широко использовались на начальном этапе развития электрометрии. В литературе рассмотрен ряд таких схем, в том числе с электростатическим (струнным) электрометром, электростатическим чувствительным вольтметром [Л. 12-69], ламповым электрометром, электрометром с динамическим конденсатором [Л. 12-15, 12-100, 12-118]. В настоящее время они вышли из употребления.

## б) Измерители с непосредственным отсчетом

Один из методов построения конденсаторных измерителей с непосредственным отсчетом заключается [Л. 12-117] в совместном использовании интегрирующего ЭМУ с конденсатором в цепи ООС и дифференциатора на УПТ, охваченном ООС через цепочку  $R_1C_2$  (рис. 12-26,а). Выходное напряжение такой системы

$$U_{\text{вых}} = I_x R_1 C_2 / C_1.$$

Емкость  $C_1$  на чувствительных пределах измерения ( $10^{-15}$ — $10^{-11}$  А) составляет несколько сотен, десятков или единиц пикофард. Дифференцирующая емкость может составлять несколько микрофард и отношение  $C_2/C_1$  достигает  $10^3$ — $10^6$ .

Интегратор с дифференцирующим конденсатором  $C_2$  образуют трансформатор постоянного тока с коэффициентом трансформации  $C_2/C_1$ . Усилитель постоянного тока с резистором  $R_1$  в цепи ООС подключен к его выходу и измеряет ток  $I_x C_2 / C_1$  по падению напряжения на резисторе  $R_1$ . Для этих целей можно использовать микропроволочный резистор  $10^7$ — $10^9$  Ом с погрешностью в сотых долях процента. Другие вели-

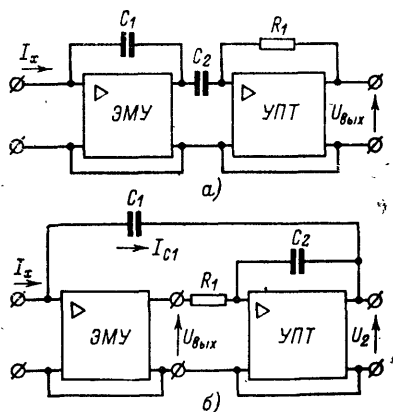


Рис. 12-26. Схемы измерителей токов с конденсатором, обеспечивающие непосредственный отсчет.

ны, определяющие результат измерения, а именно  $U_{\text{ВЫХ}}$ ,  $C_2$  и  $C_1$ , также можно измерить с высокой точностью, и погрешность системы интегратор — дифференциатор может быть малой. Такие измерители отличаются от измерителей с резистором тем, что полной непрерывности измерений не достигается — необходимо время от времени разряжать интегрирующий и дифференцирующий конденсаторы.

Для получения непосредственного отсчета можно использовать также измеритель по рис. 12-26,б [Л. 12-134]. Его можно рассматривать как прибор с компенсацией измеряемого тока  $I_x$  равным и противоположно направленным током через конденсатор  $C_1$  в цепи ООС. Действительно,

$$U_2(t) = U_{\text{ВЫХ}} t / R_1 C_2; I_{C1} = C_1 dU_2 / dt = U_{\text{ВЫХ}} C_1 / R_1 C_2.$$

При  $I_x = I_{C1}$

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_x R_1 C_2 / C_1,$$

т. е. такое же выражение, что и для системы интегратор — дифференциатор. Точность измерений также может быть высокой. Подробный анализ схем с непосредственным отсчетом дан в [12-11, 12-14]. Практического применения они пока не получили.

### в) Измерители с цифровым отсчетом скорости изменения выходного напряжения

Для определения в цифровой форме выходного сигнала измерителя с конденсатором в цепи ООС можно или задавать промежуток времени  $\Delta t$  и измерять (в цифровой форме) приращение напряжения  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  за это время, или задавать приращение напряжения  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  и определять (тоже в цифровой форме) время  $\Delta t$ , за которое это приращение происходит.

В первом случае одновременно с включением интегратора запускается датчик времени и по истечении заданного промежутка времени цифровым вольтметром измеряется достигнутый уровень выходного напряжения. Отсчет получается в единицах измеряемого тока ( $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = I_x \Delta t / C$ , где  $\Delta t / C = \text{const}$ ), однако реализация метода затруднена генерацией заряда при включении измерителя. Если генерированный заряд составляет  $10^{-15}$  Кл, то при  $\Delta t = 1$  с вызванная им погрешность равна  $10^{-15}$  А. При увеличении времени интегрирования теряется одно из



основных достоинств цифровых приборов — высокое быстрое действие.

Если задавать приращение выходного напряжения и измерять промежуток времени, за которое оно происходит, система получается более простой. Не вызывает затруднений генерация заряда при включении в режим измерений. Однако отсчет обратно пропорционален току ( $\Delta t = \Delta U_{\text{вых}} C / I_x$ , где  $\Delta U_{\text{вых}} C = \text{const}$ ), и необходимо устройство для нахождения обратной величины, что усложняет систему. Без такого пересчетного устройства метод получил некоторое распространение [Л. 12-85, 12-100, 12-135], в частности, для измерения обратных токов полупроводниковых диодов.

### г) Цифровой измеритель разности токов

Дифференциальные и компараторные измерители малых токов с конденсаторами [Л. 12-106, 12-107] позволяют получить большие чувствительность и точность измерений, чем при использовании резисторов. На современном уровне развития техники эту задачу лучше всего решать с помощью измерителей, в которых на выходе двух ЭМУ образуется разность напряжений, пропорциональных токам. Пример такого измерителя с конденсаторами и отсчетом времени накопления заряда в цифровой форме можно найти в [Л. 12-37]. Представляет интерес принятая при этом методика установления идентичности каналов без использования образцовых средств, известных с высокой точностью. Рассмотрим эту методику. Пусть имеются два источника тока, например резистивных, токи на выходе которых близки между собой ( $I_2 = I_1 + \Delta I$ ), но могут быть не равны и не точно известны. Теперь проведем два опыта. Сначала ко входу первого канала подключим источник  $I_1$ , а к входу второго  $I_2$ . Выходные напряжения каналов изменяются по законам

$$U_1(t) = \frac{I_1 t}{C_1}; \quad U_2(t) = \frac{I_2 t}{C_2} = \frac{(I_1 + \Delta I) t}{C_1 + \Delta C},$$

где  $\Delta C = C_2 - C_1$  — неидентичность накопительных конденсаторов каналов, а следовательно, и их коэффициентов передачи.

Скорость изменения разностного выходного напряжения

$$v_1 = \frac{U_1 - U_2}{t} = \frac{I_1 \Delta C - \Delta I C_1}{C_1 (C_1 + \Delta C)}.$$

Затем поменяем источники тока местами, т. е.  $I_1$  подключим ко второму каналу, а  $I_2$  — к первому. Скорость изменения разностного выходного напряжения в этом случае составит:

$$v_2 = \frac{U_1 - U_2}{t} = \frac{I_2}{C_1} - \frac{I_1}{C_2} = \frac{I_1 \Delta C + \Delta I C_1}{C_1(C_1 + \Delta C)}$$

Определив  $v_1$  и  $v_2$ , можно найти и неидентичность источников тока  $\Delta I = (v_2 - v_1) C_1 / 2$  и неидентичность коэффициентов передачи каналов  $\Delta C / C_1 = (v_1 + v_2) C_1 / 2 I_1$ , после чего их нетрудно устранить. При резистивных источниках одинаковости токов можно добиться регуляровкой питающих напряжений. Для этого надо, чтобы при перемене источников местами скорость изменения разностного напряжения оставалась прежней ( $v_1 = v_2$ ). Свидетельством идентичности каналов является  $v_1 = -v_2$ , а в частном случае, когда равенство источников тока уже установлено,  $v_1 = v_2 = 0$ . Таким методом удается получить идентичность каналов с точностью до 0,01%.

#### д) Цифровые измерители с периодическим разрядом

В цифровых измерителях с периодическим разрядом токи преобразуются в частоту выходных импульсов, что удобно для образования цифрового отсчета. Известно много вариантов преобразователей с периодическим разрядом [Л. 12-117, 12-122]. Схема на рис. 12-27 [Л. 12-28] представляет блокинг-генератор с конденсатором в сеточной цепи. При включении питания происходит блокинг-процесс, конденсатор заряжается сеточным током лампы и лампа запирается. При отсутствии измеряемого тока она остается запертой в течение длительного времени. При наличии тока  $I_x$  конденсатор разряжается, при некотором напряжении на конденсаторе происходит блокинг-процесс и цикл начинается заново. Частота блокинг-процессов фиксируется регистрирующим устройством РУ. Отклонения от линейности преобразования в таких устройствах имеют место при токах, близких к сеточному току лампы (т. е. для получения высокой чувствитель-

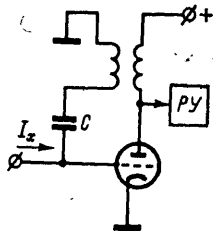


Рис. 12-27. Схема интегратора с преобразованием измеряемого тока в частоту импульсов.

ности нужно использовать электрометрическую лампу) и при больших токах, когда время между циклами сравнимо с длительностью блокинг-процесса (несколько микросекунд).

Измерители этого типа представляют собой интеграторы с фиксированным  $\Delta U$  и малым временем одного цикла, что позволяет измерять не  $\Delta t$ , а частоту повторения процессов, которая прямо пропорциональна измеряемому току. Одним из основных элементов таких устройств является дискриминатор напряжения. Его характеристики оказывают прямое влияние на точность и чувствительность преобразователя. Погрешность обычно лежит на уровне 1—2%, ее уменьшению препятствует нестабильность уровня дискриминации. Чувствительность тоже невысока, поскольку непрерывные коммутации во входной цепи существенно увеличивают уровень собственных помех. Основными достоинствами измерителей с периодическим разрядом являются простота и цифровой отсчет. Этим и объясняется интерес к ним.

#### е) Электростатические реле

Своеобразные решения получаются при использовании принципа периодического разряда применительно к электростатическому измерительному механизму [Л 12-91, 12-96]. Такие измерители получили название электростатических реле. В электростатическом реле имеются две пластины, расположенные друг против друга, одна из которых упругая. Емкость между пластинами (в приборе RW-600 фирмы Warneke Electron Tubes она составляла примерно 2 пФ) заряжается измеряемым током. Возникающая сила электростатического притяжения при некотором напряжении на пластинах преодолевает силу упругости подвижной пластины, пластины соприкасаются, происходит разряд, и цикл начинается заново. Факт разряда фиксируется счетчиком. Такие системы позволяют измерять токи до  $10^{-10}$  А при максимальной частоте преобразования до 1 кГц. Уровень дискриминации напряжения определяется нестабильностью контактной разности потенциалов и электромеханических параметров чувствительного элемента и не может поддерживаться с высокой точностью. Порог чувствительности определяется генерацией зарядов при коммутациях.

## ж) Цифровые измерители с периодической нейтрализацией заряда

Повысить точность преобразования измеряемых токов в частоту можно, используя нейтрализацию накапливаемого заряда известным [Л. 12-17, 12-18, 12-40, 12-45, 12-51, 12-55, 12-90, 12-99, 12-110, 12-113, 12-138]. В схеме на рис. 12-28 [Л. 12-101] измеряемый ток  $I_x$  заряжает конденсатор  $C_1$ . Конденсатор  $C_2$ , где  $C_2 \ll C_1$ , попеременно подключается реверсивным переключателем одним выводом к входу ЭМУ, а другим к источнику напряжения  $U_0$ . Если при включении  $C_2$  в цепь напряжение  $U_{C1}$  на  $C_1$  мало по сравнению с  $U_0$ , то на конденсатор  $C_1$  переносится заряд примерно  $2C_2U_0$ . При каждом подключении  $C_2$  значение  $U_{C1}$  уменьшается на  $2C_2U_0/C_1$ . Чтобы не допустить возникновения заряда на  $C_1$  из-за протекания тока  $I_x$ , необходимо переключать  $C_2$  с частотой  $f = I_x/2C_2U_0$ . Для этого имеется цепь ООС, содержащая УПТ, мультивибратор переменной частоты  $M$  и триггер  $T_r$ . Частота работы мультивибратора определяется напряжением УПТ и пропорциональна току  $I_x$ .

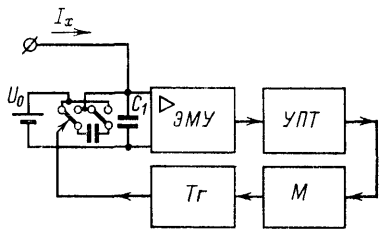


Рис. 12-28. Схема измерителя с преобразованием тока в частоту импульсов.

Погрешность таких измерителей обычно не превосходит 0,1%, однако чувствительность их невелика: нижний предел измерения составляет  $10^{-9}$ — $10^{-7}$  А, в лучшем случае  $10^{-11}$  А [Л. 12-99]. Ограничения чувствительности вызываются паразитными зарядами, генерируемыми переключателем. Если принять, что паразитный заряд при коммутации равен  $10^{-16}$  Кл (меньшее значение пока получить не удастся), то при частоте компенсации 1 кГц (при такой частоте и времени измерения 1 с погрешность от дискретности не превышает 0,1%) паразитный ток составляет  $10^{-13}$  А, т. е. измерять с погрешностью менее 0,1% можно лишь токи более  $10^{-10}$  А.

## з) Измерители с импульсным выходом без ЭМУ

Метод заряда конденсатора позволяет измерять средние значения малых токов и без использования ЭМУ. В этом случае измеряемый ток в течение заданного вре-

мени заряжает конденсатор, после чего измеряется заряд или напряжение на конденсаторе. Измерить заряд можно с помощью баллистического гальванометра, непосредственно или через вспомогательный импульсный усилитель [Л. 12-67]. Измерить напряжение на конденсаторе можно по амплитуде импульса, возникающего при разряде конденсатора на вход усилителя переменного тока [Л. 12-66]. Некоторые из таких схем дают хорошие результаты и имеют практическое применение. Особенно широко распространена схема с разрядом конденсатора на трансформатор [Л. 12-23, 12-26, 12-42, 12-50].

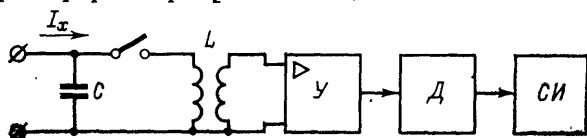


Рис. 12-29. Схема интегратора с колебательным контуром.

Конденсатор  $C$  с малыми утечками в течение некоторого времени заряжается измеряемым током  $I_x$  (рис. 12-29). Затем он замыкается на первичную обмотку трансформатора и в образовавшемся колебательном контуре возникают затухающие колебания, которые со вторичной обмотки трансформатора подаются на вход усилителя  $У$ . Далее включен дискриминатор  $Д$ . Импульсы с амплитудой, превышающей уровень дискриминации, учитываются счетчиком импульсов  $СИ$ . Количество импульсов [Л. 12-59]

$$n = A \ln \frac{ktI_x}{CE},$$

где  $A$  — постоянная;  $k$  — коэффициент усиления усилителя;  $t$  — время накопления заряда;  $E$  — порог дискриминации. Достоинством метода является то, что во время заряда конденсатора измерительные цепи отключены и их паразитный ток не оказывает влияния на результаты измерений. Это позволяет рассчитывать на получение высокой чувствительности. В [Л. 12-26] получен порог чувствительности  $10^{-14}$  А.

## 12-7. ПОВЕРКА ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ТОКОВ

### а) Принципы поверки

Для комплектной поверки измерителей токов неэлектронического диапазона (выше  $10^{-8}$  А) используются меры э. д. с. и сопротивления либо поверка производится сравнением с измерителем более высокого класса точности. Перенесение этих принципов в элект-

рометрический диапазон не дает нужных результатов. Меры больших сопротивлений необходимых номиналов и точности отсутствуют, а последовательное соединение поверяемого и образцового измерителей малых токов невозможно, поскольку такие приборы всегда имеют несимметричный вход (один из зажимов заземлен).

Для комплектной проверки электрометрических измерителей токов применяют калиброванные источники малых токов (возможные принципы построения таких источников рассмотрены в § 3-4). Существенное влияние на выбор методов и средств проверки оказывает наличие постоянной составляющей аддитивных помех (паразитного тока) у электрометрических измерителей токов и калиброванных источников для их проверки. Поскольку в современных измерителях всегда предусматривается возможность компенсации паразитного тока измерителя и объекта перед началом измерений, то и устройство источника тока должно обеспечивать проведение компенсации паразитного тока измерителя и источника перед проверкой. Другими словами источник тока должен позволять устанавливать сигнал на выходе равным нулю. Не все типы источников малых токов удовлетворяют этому требованию. Например, в ионизационных источниках при отсутствии напряжения питания к паразитному току изоляторов добавляется ионизационный ток, создаваемый контактной разностью потенциалов электродов, и выделить и скомпенсировать паразитный ток не удается.

Наиболее полно удовлетворяет всем требованиям, возникающим в процессе проверки, емкостный источник токов с генератором линейно изменяющегося напряжения [Л. 12-12]. Он обеспечивает диапазон токов на выходе от  $10^{-16}$ — $10^{-15}$  до  $10^{-8}$  А при малой погрешности, в нем легко реализуется плавная регулировка тока на выходе, выходное сопротивление определяется только утечкой дифференцирующего конденсатора. Такой источник допускает простые и надежные методы аттестации по образцовым мерам емкости и напряжения и измерителю времени, в нем легко устанавливается режим, при котором сигнал равен нулю.

При наличии высокоомных резисторов высокой точности для проверки электрометрических измерителей токов могут быть использованы резистивные источники токов. В частности, они применяются фирмой Keithley. В этом случае исходной является образцовая установка Национального бюро стандартов для измерения больших сопротивлений (см. § 14-2). На ней периодически аттестуется предварительно тщательно исследованный магазин образцовых резисторов 5155 (определяются номинальное сопротивление каждого резистора, его температурный коэффициент, зависимость от напряжения и стабильность во времени). Погрешность магазина не превышает 0,2% в диапазоне  $10^8$ — $10^{12}$  Ом и 0,5% на  $10^{13}$  Ом. По магазину проверяется высокоомный мост 515 (см. § 14-2). Он представляет самокалибрующуюся систему, для которой исходными мерами являются высокоомные проволочные резисторы высокой точности. Таким образом, мост 515 проходит двойную проверку независимым путем: при самокалибровке и по аттестованному в Национальном бюро стандартов магазину 5155. Он и является основной исходной образцовой установкой фирмы. С его помощью проверяются резистивные источники малых токов 261, по которым можно аттестовать рабочие измерители малых токов при выпуске из производства и в процессе эксплуатации. Мост 515 является исходным и при проверке измерителей больших сопротивлений.

## б) Исходная образцовая мера малых токов ВНИИФТРИ

Во ВНИИФТРИ исходной образцовой мерой малых токов является емкостной источник на токи  $10^{-15}$ — $10^{-8}$  А (см. § 3-4). Его аттестация производится полуконтактным методом: определяются крутизна  $dU/dt$  напряжения генератора пилообразного напряжения ГПН и емкость  $C$  дифференцирующего конденсатора. Ток на выходе определяется как  $CdU/dt$ .

Измерение крутизны пилообразного напряжения проводится методом дискретного дифференцирования (рис. 12-30,а). Импульсно-цифровая система (рис. 12-30,б) измеряет время  $\Delta t$ , требующееся

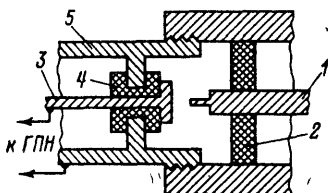
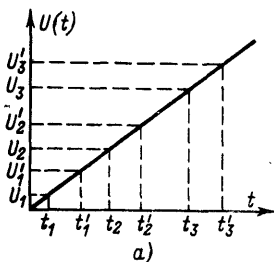


Рис. 12-31. Конструкция нестационарного конденсатора.

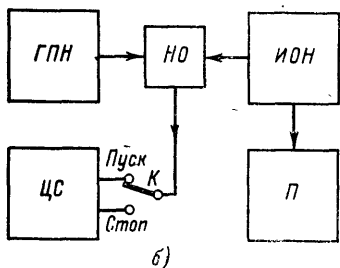


Рис. 12-30. График изменения напряжения на выходе генератора пилообразного напряжения (а) и структурная схема измерителя крутизны (б).

положение *Стоп*. В момент  $t'_1$  происходит новое срабатывание *НО*, секундомер останавливается, и по его показаниям  $\Delta t_1$  и значению  $\Delta U_1$ , контролируемому потенциометром *П*, определяется крутизна напряжения  $v_1 = \Delta U_1 / \Delta t_1$  на участке. Аналогично определяется крутизна на последующих участках.

Этот метод позволяет измерять крутизну с погрешностью менее 0,05%, что позволило детально исследовать длительную стабильность ГПН и его нелинейность в течение цикла. Исследования показали, что погрешность источника не превышает 0,5% в диапазоне  $10^{-14}$ — $10^{-8}$  А и 1% в диапазоне  $10^{-15}$ — $10^{-14}$  А (при измерении дифференцирующей емкости с погрешностью менее 0,1%). Увеличение погрешности на самом чувствительном диапазоне объясняется нестабильностью паразитных токов дифференцирующего конденсатора и поверяемого измерителя.

## в) Поверка на токах менее $10^{-15}$ А

Для получения токов меньших  $10^{-15}$  А дифференцирующая емкость должна составлять 1 пФ и менее. Основным препятствием к получению таких малых токов является паразитный ток опорного изолятора выходной обкладки дифференцирующего конденсатора. Во избежание этого используется нестационарная конструкция дифференцирующего конденсатора [Л. 12-13]. Одной пластиной конденсатора является (рис. 12-31) входной электрод 1 поверяемого прибора с высококачественным опорным изолятором 2. Вторая пластина образована электродом 3 с опорным изолятором 4, укрепленным в навинчиваемой на входной блок прибора металлической втулке 5. Конструкция образует трехзажимный конденсатор, подключение которого не вводит дополнительного изолятора на входе прибора, и паразитный ток сохраняется на том же уровне, что и до соединения прибора с источником. Меняя расстояние между пластинами конденсатора и форму электрода 3, можно получить емкость в пределах 0,01—1 пФ. Для опоры электрода 3 используется обычный изолятор, его паразитный ток замыкается через низкоомный выход ГПН и не влияет на точность источника. Емкость нестационарного конденсатора определяется косвенным методом [Л. 12-13].

### Глава тринадцатая

## ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ЗАРЯДОВ

### 13-1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И СВОЙСТВА

#### а) Принципы построения

В электрометрических измерителях электрических зарядов измеряемый заряд с помощью высококачественного конденсатора или конструктивной емкости преобразуется в напряжение, которое затем определяется электрометрическим измерителем напряжения. Такие измерители близки к измерителям малых токов с конденсатором и отличаются от них тем, что измеряется не скорость изменения напряжения на конденсаторе, а само напряжение. Для измерения напряжений применим любой из известных методов (см. § 11-1). В современной практике для измерения зарядов применяются только ЭМУ с параллельной ООС через конденсатор. При этом обеспечиваются непрерывность измерений, малое влияние входной емкости ЭМУ на результаты измерений, стабильный коэффициент передачи и ряд других положительных свойств. Применявшиеся ранее простейшие методы, например с использованием электростатических или про-



стейших ламповых электрометров [Л. 13-8, 13-15], сейчас вышли из употребления.

Если использовать компенсацию измеряемого заряда известным [Л. 13-14], то электрометрический измеритель напряжений играет роль нуль-индикатора и его точность не имеет значения, а важна лишь его чувствительность. Такие методы, однако, не нашли практического применения, поскольку точность измерений обычно ограничивается не измерителем напряжения, а другими факторами.

### б) Входные преобразователи

В качестве входных преобразователей напряжения для ЭМУ, используемых в измерителях малых зарядов, практическое применение получили системы на электрометрических лампах, полевых транзисторах и динамических конденсаторах. Первые используются и в широкополосных и узкополосных измерителях зарядов специализированного назначения, а преобразователи на динамических конденсаторах — только в универсальных электрометрических измерителях для лабораторных целей, когда широкой полосы пропускания не требуется. Если измерители зарядов работают с пьезодатчиками для испытания ракет, двигателей внутреннего сгорания и других сложных механических систем [Л. 13-18], то иногда необходимо входной каскад ЭМУ конструктивно объединять с пьезодатчиками и тем самым использовать кабели связи, от которых уже не требуется столь высоких характеристик. К таким каскадам предъявляются жесткие требования по условиям эксплуатации. Применение МОП-транзисторов позволяет решать эту задачу достаточно удовлетворительно.

### в) Шумы

Определение шумов измерителя малых зарядов на базе ЭМУ с емкостной ООС можно выполнить с помощью уравнения (12-11) для электрометрического измерителя токов с конденсатором. Переходя к заряду, получаем:

$$\overline{dq^2_{ш}} = C^2 \overline{du^2_{ш}} = \overline{di^2_{п}} \frac{1}{(2\pi f)^2} + \overline{de^2_{п}} (C + C_{вх})^2. \quad (13-1)$$

Подставляя значения шумов и емкостей, можно найти шумы по заряду для любого конкретного случая. Например, для ЭМУ на электрометрической лампе, подстав-

для выражения для  $\overline{di^2_{ш}}$  и  $\overline{de^2_{п}}$  и интегрируя уравнение (13-1) в пределах от  $f_1$  до  $f_2$ , получаем:

$$\overline{q^2_{ш}} = \frac{qI_{п}}{2\pi^2} \left( \frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2} \right) + \\ + 4KTR_{эКВ} (C + C_{вх})^2 \left[ (f_2 - f_1) + f_0 \ln \frac{f_2}{f_1} \right],$$

т. е. уровень шумов по заряду тем выше, чем больше емкость  $C$  и входная емкость  $C_{вх}$ . При  $I_{п} = 10^{-14}$  А,  $f_1 = 0,01$  Гц,  $f_2 = 10$  Гц,  $R_{эКВ} = 10^8$  Ом,  $f_0 = 500$  Гц,  $C = 10^{-11}$  Ф,  $C_{вх} = 2 \cdot 10^{-11}$  Ф имеем  $q = 2,5 \cdot 10^{-14}$  Кл. Основной вклад в шумы вносят помехи по напряжению.

Особенно велики шумы в случае, когда измеритель связан с источником зарядов длинным кабелем. Во-первых, наличие кабеля резко увеличивает  $C_{вх}$ . При нормировании шумов для измерителей зарядов обычно указываются две составляющие: одна постоянна, а другая дает приращение шумов на каждые 100 пФ емкости на входе измерителя. Во-вторых, могут быть значительными шумы, генерируемые в самом кабеле (целесообразно пользоваться антивибрационными кабелями). В-третьих, из-за неправильного выбора точек заземления могут появиться наводки на линию связи [Л. 13-18]. Во избежание этого обычно приходится все блоки измерительной системы (объект, измеритель, самописец, блок питания) заключать в электростатический экран и заземлять в одной точке. Наличие нескольких точек заземления может увеличить помехи.

### г) Рабочий диапазон

Нижняя граница рабочего диапазона электрометрических измерителей зарядов определяется уровнем собственных помех измерителя и зависит от вида используемого ЭМУ, емкости в цепи ООС, частотного диапазона измерителя и емкости соединительного кабеля. Для широкополосных измерителей основным источником собственных помех являются шумы по напряжению. Для узкополосных измерителей уровень собственных помех определяется паразитным током. У лучших измерителей зарядов на ЭМУ с динамическим конденсатором порог чувствительности составляет  $10^{-16}$  Кл. Соответственно нижний предел измерения равен  $10^{-14}$  Кл. Верхняя граница рабочего диапазона зависит от верхнего предела из-

мерения ЭМУ по напряжению и емкости конденсатора. Обычно она составляет  $10^{-5}$ — $10^{-4}$  Кл, так как емкость высококачественных конденсаторов с диэлектриком не превышает 1—10 мкФ, а максимальное напряжение ЭМУ лежит вблизи 10 В.

#### д) Точность

Погрешность электрометрических измерителей зарядов обусловлена погрешностями конденсатора и измерителя напряжений. На чувствительных пределах измерений сказываются собственные помехи измерителя. К точности измерителей зарядов редко предъявляются высокие требования, поэтому выходное напряжение в них измеряется встроенными приборами, если измеритель узкополосный, или с помощью осциллографа, если измеритель широкополосный. Результирующая погрешность лежит на уровне 2—10%. При необходимости она может быть понижена до десятых и даже сотых долей процента.

Если емкость кабеля значительна, то она может внести погрешность  $\Delta = C_{вх}/kC_0$ , где  $C_{вх}$  — суммарная емкость на входе ЭМУ;  $k$  — коэффициент усиления ЭМУ;  $C_0$  — емкость в цепи ООС ЭМУ. Чтобы при  $C_{вх} = 1$  нФ (кабель длиной 100—200 м) и  $C_0 = 100$  пФ иметь  $\Delta \leq 0,5\%$ , необходимо обеспечить  $k \geq 2000$ . При измерениях в статическом режиме, например при статической градуировке пьезодатчиков, погрешность может вызываться саморазрядом конденсатора. Если постоянная времени саморазряда равна  $T$ , то заряд на емкости меняется во времени по закону  $Q(t) = Q_0 \exp(-t/T) = Q_0(1-t/T)$ , т. е. погрешность равна  $t/T$ . Обычно  $T = 10^4 \div 10^5$  с и при  $t = 10$  с погрешность от саморазряда составляет 0,01—0,1%. На результаты измерений в статическом режиме может оказать влияние также паразитный ток ЭМУ. При  $I_{п} = 10^{-15}$  А паразитный заряд на конденсаторе за время

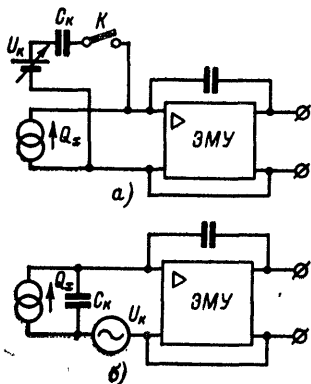


Рис. 13-1. Параллельная (а) и последовательная (б) схемы калибровки измерителей зарядов.

д) Точность

$t = 10$  с составит  $10^{-14}$  Кл. Погрешность может вносить и дрейф нуля ЭМУ.

Для уменьшения погрешности в современных измерителях зарядов, особенно широкополосных, применяют встроенные калибровочные устройства. Такое устройство представляет собой (рис. 13-1,а) последовательное соединение источника калибровочного напряжения  $U_k$  и калибровочного конденсатора  $C_k$ , которые ключом  $K$  могут подсоединяться к входу измерителя, параллельно источнику зарядов. На вход измерителя подается известный заряд  $Q_k = U_k C_k$  и тем самым производится калибровка всей электроизмерительной части, с учетом емкости кабеля и пьезодатчиков. В качестве  $U_k$  может быть выбрано не только постоянное напряжение, но и синусоидальное или прямоугольное, что может оказаться более удобным. В частности, можно проверить частотную характеристику измерителя. Кроме такого способа калибровки, называемого параллельным, применяется еще так называемая последовательная калибровка (рис. 13-1,б). Она используется для определения емкости объекта совместно с емкостью кабеля. Проводя последовательную калибровку в широком диапазоне частот, можно определять утечки по изоляции в датчике и кабеле.

### е) Частотный диапазон

Верхняя граница частотного диапазона электрометрических измерителей зарядов ограничивается только полосой пропускания ЭМУ [Л. 13-4] и устойчивостью системы в целом и при использовании ЭМУ с непосредственными связями каскадов может достигать сотен килогерц. Обычно требования по верхней граничной частоте определяются свойствами источника зарядов, например пьезодатчика, а именно, его резонансной частотой. Она составляет десятки — сотни килогерц, и для измерителя достаточно иметь верхнюю граничную частоту порядка десятков килогерц.

Нижняя граничная частота измерителя зарядов определяется сопротивлением утечки на входе ЭМУ и особенно в цепи ООС. Если постоянная времени саморазряда конденсатора в цепи ООС равна  $T_0 = 10^4 \div 10^5$  с, то нижняя граничная частота на уровне 0,7 (3 дБ) составляет:

$$f_{\text{нижн}} = 1/2\pi T_0 = 1,5 \cdot 10^{-6} \div 1,5 \cdot 10^{-5} \text{ Гц.}$$

Иногда столь низкая частота не нужна и даже вредна, например, если регистрируется только переменная составляющая процесса и важно избавиться от постоянной составляющей помех, вызываемой паразитным током и дрейфом нуля ЭМУ. Для этого в цепь параллельной ООС параллельно конденсатору включается резистор  $10^{10} - 10^{11}$  Ом и постоянная времени цепи ООС уменьшается.

## 13-2. РАЗНОВИДНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ЗАРЯДОВ

### а) Измерители с непосредственным отсчетом

В серийных многофункциональных электрометрах общего назначения обычно предусматриваются пределы измерения по заряду (табл. 7-1). Это достигается включением конденсаторов в цепь ООС ЭМУ. Отсчет измеряемого заряда производится по встроенному выходному прибору. Пределы измерения выбираются независимым переключением конденсаторов в цепи ООС и коэффициента ООС по напряжению. Отклонения емкостей конденсаторов от номинальных компенсируются подгоночными резисторами в делителях ООС.

Интересным свойством электрометрических измерителей заряда является возможность перехода с одного предела измерения на другой

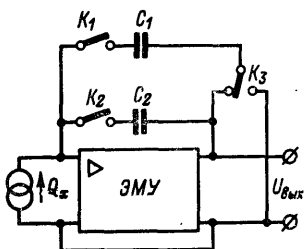


Рис. 13-2. Схема перевода заряда с одного измерительного конденсатора на другой.

в процессе измерений (рис. 13-2). Если измеритель подсоединен к источнику зарядов  $Q_x$ , то в показанном на рис. 13-2 положении переключателей подключен измерительный конденсатор  $C_1$  и при большом коэффициенте усиления ЭМУ заряд  $Q_x$  создает на  $C_1$  напряжение  $Q_x/C_1$ . Это напряжение повторяется на выходе ЭМУ с обратным знаком. Если емкость  $C_1$  оказа-

лась велика и напряжение  $U_{\text{вых}}$  мало, то можно перевести заряд на конденсатор  $C_2$  с емкостью  $C_2 < C_1$  и увеличить  $U_{\text{вых}}$ . Для этого сначала замыкается  $K$  и подсоединяется конденсатор  $C_2$ . Заряд распределяется между конденсаторами  $C_1$  и  $C_2$  обратно пропорционально их емкостям. После этого ключ  $K_3$  переключается в правое положение, конденсатор  $C_1$  включается на вход ЭМУ и заряд с него переходит на  $C_2$ . Теперь достаточно разомкнуть ключ  $K_1$ , а за ним  $K_3$ , чтобы прийти к случаю, когда измерительным стал конденсатор  $C_2$ , а  $U_{\text{вых}} = Q_x/C_2$ . Аналогичными манипуляциями можно перевести заряд с  $C_2$  на  $C_1$ . Конструктивно задача может быть решена так, чтобы необходимые переключения в требуемой последовательности производились только одним переключателем.

## б) Измерители с цифровым отсчетом

Существуют измерители зарядов, у которых на выходе выдается пропорциональное заряду количество импульсов [Л. 13-4]. В них дополнительная система ООС подает на вход ЭМУ компенсирующие заряды до тех пор, пока выходное напряжение ЭМУ не станет равным нулю. Измеряемый заряд определяется количеством компенсирующих импульсов. Измеритель с импульсным выходом типа 261 фирмы Vidar Corp имеет пределы измерения (наибольшее значение по отсчетному устройству) от 50 до 10 000 пКл. Уровень шумов составляет 1 пКл или 1% шкалы при емкости входного кабеля до 10 нФ.

## в) Широкополосные измерители

Наиболее широко распространены специализированные измерители для работы с пьезодатчиками [Л. 13-16, 13-19]. Они имеют широкий частотный диапазон и выход на осциллограф или другой быстродействующий регистратор. В отличие от узкополосных, в широкополосных измерителях принято нормировать не предел измерения по заряду, а коэффициент передачи. Он выражается в милливольтках на пикокулон и равен  $U_{\text{вых}}/Q_x = 1/C_0$ . Если емкость  $C_0$  может быть выбрана в пределах от 10 пФ до 1 мкФ, то коэффициент передачи составляет от  $10^2$  до  $10^{-3}$  мВ/пКл. Иногда коэффициент передачи называют усилением по заряду, а сами преобразователи усилителями заряда. Однако заряд не усиливается, а только преобразуется в выходное напряжение.

Передаточная характеристика пьезодатчика выражается в пикокулонах на килограмм или пикокулонах на g и определяется непосредственной калибровкой, например в режиме статического нагружения. Она может выражаться в числах, не кратных 10, и если коэффициент передачи преобразователя кратен 10, то полное отклонение выходного прибора также не будет соответствовать кратному 10 значению измеряемой величины. Чтобы избежать этого практического неудобства, которое может вызывать ошибки при измерениях и усложняет нахождение результатов, в измерителях зарядов предусматривают регулировку коэффициента передачи с помощью делителя в цепи ООС измерителя. На практике [Л. 13-19] для этого используются десятиоборотные потенциометры с точным отсчетом положения движка. При известной

передаточной характеристике пьезодатчика можно заранее установить такой передаточный коэффициент преобразователя, чтобы полное отклонение выходного прибора соответствовало кратному 10 значению измеряемой величины.

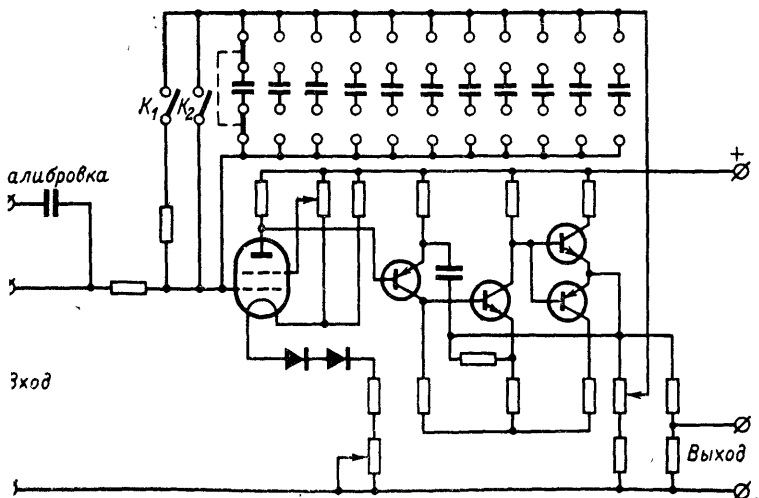
Таблица 13-1

**Частотные характеристики широкополосных измерителей зарядов**

Тип	Изготовитель	Частотный диапазон
503	Kistler (ФРГ)	0—150 кГц
504А	Kistler (ФРГ)	0—150 кГц
5001	Kistler (ФРГ)	0—180 кГц
624	Sensonic (США)	0—3 кГц; 0—400 кГц

Широкополосные электрометрические измерители зарядов выпускаются серийно (табл. 13-1).

Прибор 566 фирмы Kistler [Л. 13-19] имеет (рис. 13-3) 11 пределов измерения с коэффициентами передачи от 0,05 до 100 мВ/пКл, что достигается использованием конденсаторов с емкостью от 20 нФ



ис. 13-3. Схема электрометрического измерителя зарядов типа 566.

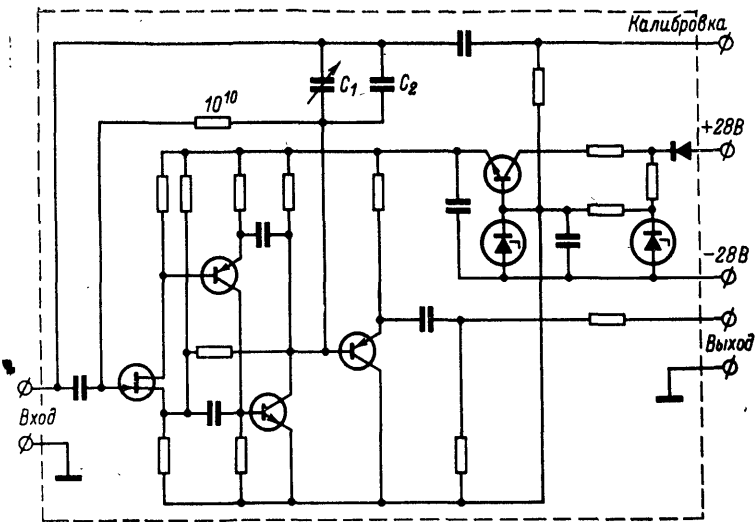


Рис. 13-4. Схема миниатюрного электрометрического измерителя зарядов типа 553А.

до 10 пФ. Погрешность установления коэффициента передачи не превышает 1%. Входной каскад выполнен на электрометрической лампе, последующие каскады — на транзисторах. Коэффициент усиления в петле ООС равен 2000. Установка нуля осуществляется при замкнутом ключе  $K_2$ . При замыкании ключа  $K_1$  постоянная времени измерителя уменьшается. В прибор встроена калибровочная емкость, на вывод от которой может быть подано известное напряжение для калибровки коэффициента передачи.

Прибор 553А фирмы Kistler выполнен миниатюрным (размером со спичечную коробку). Его можно использовать без кабеля связи, непосредственно подключая к пьезодатчику, и устанавливать на вращающихся узлах, передавая сигнал с его выхода через низкоомные токосъемники. Входной каскад (рис. 13-4) построен на полевом транзисторе, остальные на обычных транзисторах. Прибор питается от источника 28 В и имеет один предел измерения. Конденсатор  $C_1$ , определяющий коэффициент передачи, выполнен регулируемым. Параллельно можно подключать конденсатор  $C_2$ . Предусмотрена возможность калибровки прибора по встроенному конденсатору. Нижняя граничная частота измерителя определяется резистором  $10^{10}$  Ом, постоянно подключенным параллельно конденсатору.



## ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ СОПРОТИВЛЕНИЙ

---

### 14-1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И СВОЙСТВА

#### а) Общие сведения

Чтобы измерить сопротивление какого-либо объекта (в интересующем нас случае высокоомного), необходимо определить напряжение на объекте и ток через него. Это можно сделать несколькими способами. Можно установить заданное напряжение на объекте и измерить ток через него методом, который не изменял бы напряжение на объекте. Для измерения тока можно использовать любой из известных методов: с резистором, с логарифмирующим элементом, с конденсатором. Можно установить заданный ток через объект и измерить напряжение на нем методом, который не изменял бы ток через объект. В качестве источника тока применимы любые из известных типов: ионизационные, емкостные, резистивные и пр. Наконец, возможны методы, при которых и напряжение и ток зависят от сопротивления объекта. Примерами могут служить мостовой метод и метод разряда конденсатора через объект. В этом случае искомыми величинами могут быть не напряжение и ток, а другие, например сопротивление резистора в плече сравнения и отношение сопротивлений плеч для моста или емкость конденсатора и время изменения напряжения на нем до заданного уровня для метода разряда конденсатора. Тем не менее, и в этих случаях обязательно имеются элементы, необходимые для измерения напряжений (электрометрический вольтметр или нуль-индикатор) и малых токов (пассивный электрометрический преобразователь тока в напряжение).

Таким образом, все методы измерения больших сопротивлений могут быть классифицированы по виду используемого пассивного преобразователя малых токов в напряжение (резистор, логарифмирующий элемент, конденсатор). Такая классификация полезна, поскольку от вида преобразователя зависят многие свойства измерителей больших сопротивлений, в частности точность и чувствительность [Л. 14-31]. Возможны и другие подходы к этому вопросу [Л. 14-27, 14-46, 14-95]. Несколько

особенком при такой классификации стоят методы с источником тока. При использовании ионизационного источника преобразователи малого тока в напряжение нужны только при его аттестации, а в процессе измерения сопротивлений не участвуют. Поэтому методы с источниками тока целесообразно выделить в отдельную группу. Если источник тока резистивный или емкостный, то использование пассивных преобразователей тока в напряжение (резисторов или конденсаторов) в процессе измерения становится более очевидным.

Исходя из сказанного все измерители больших сопротивлений будем делить на три группы: с резистивным преобразователем (резистором или логарифмирующим элементом), с конденсатором и с источником тока.

### б) Измерители с делителем

Методы с резистором можно разделить на две группы: метод делителя и мостовые методы. В первом случае выходное напряжение измерителя определяется отношением измеряемого сопротивления и сопротивления высокоомного резистора, используемого в качестве меры. Отсюда и название метода. В литературе описаны разнообразные измерители больших сопротивлений по методу делителя [Л. 14-27]. В ранних измерителях этого типа использовались электростатические и ламповые электро-

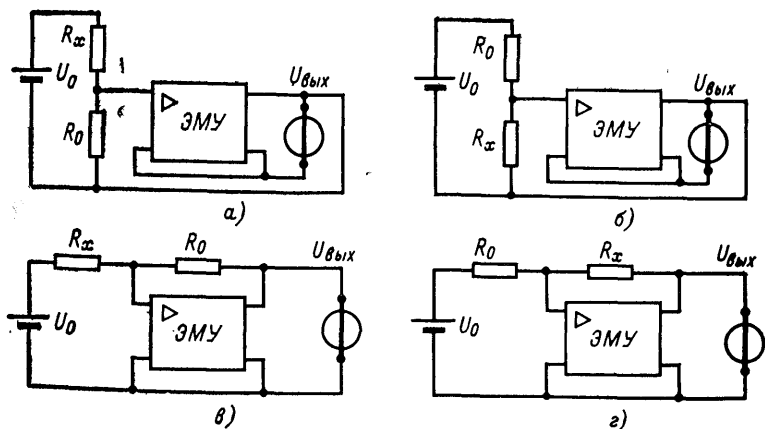


Рис. 14-1. Схемы измерения больших сопротивлений на методу делителя.

метры без ООС. В настоящее время применяются только ЭМУ с ООС.

Во всех измерителях по методу делителя с ЭМУ, охваченным ООС (рис. 14-1), напряжение питания  $U_0$  постоянно и считается известным. В схемах на рис. 14-1,а и б используются ЭМУ с последовательной ООС, с его помощью измеряется напряжение на резисторе-мере  $R_0$  (рис. 14-1,а) или на измеряемом  $R_x$  (рис. 14-1,б). Если коэффициент усиления ЭМУ  $k \gg 1$ , то для схемы на рис. 14-1,а  $U_{\text{вых}} = U_0 R_0 / (R_0 + R_x)$ . Чаше всего при измерении больших сопротивлений  $R_x \gg R_0$ , тогда  $U_{\text{вых}} \approx \approx U_0 R_0 / R_x$ , т. е. показания прибора обратно пропорциональны  $R_x$ . В схеме на рис. 14-1,б при  $R_x \gg R_0$  изменение  $R_x$  вызывает очень малое изменение  $U_{\text{вых}}$ , и даже при высокой точности измерения  $U_{\text{вых}}$  погрешность измерителя значительна. Поэтому такие схемы применяются только для  $R_x \approx R_0$ . Показания прибора пропорциональны  $R_x$ .

В схемах на рис. 14-1,в и г используется ЭМУ с параллельной ООС. В них режим контролируемого объекта строго определен: в измерителе по рис. 14-1,в напряжение на  $R_x$  равно  $U_0$ , в измерителе по рис. 14-1,г ток через  $R_x$  равен  $U_0 / R_0$ . Это позволяет измерять сопротивление нелинейных объектов в заданном режиме: композиционных резисторов, полупроводниковых диодов и т. д. Схему на рис. 14-1,г можно относить к группе методов с источником тока (резистивным), однако по своим свойствам она ближе к методам с делителем. В схеме на рис. 14-1,в выходное напряжение обратно пропорционально измеряемому сопротивлению, т. е.  $U_{\text{вых}} = U_0 R_0 / R_x$ , а в схеме на рис. 14-1,г шкала выходного прибора линейна, т. е.  $U_{\text{вых}} = U_0 R_x / R_0$ . Схема на рис. 14-1,г применима лишь при  $R_x \approx R_0$ . При  $R_x \gg R_0$  имеем  $U_{\text{вых}} \gg U_0$  и нужен ЭМУ с очень большим рабочим диапазоном.

### в) Свойства измерителей с делителем

Различные методы измерения больших сопротивлений обеспечивают разную чувствительность и точность [Л. 14-28]. Порог чувствительности можно определить как предельно измеряемое сопротивление  $R_{\text{макс}}$  для схем на рис. 14-1,а и в и  $R_{\text{мин}}$  для схем на рис. 14-1,б и г. В этом случае уровень сигнала на выходе измерителя равен уровню шумов. Порог чувствительности можно

характеризовать также относительной погрешностью измерения  $R_x$  из-за собственных помех измерителя, т. е. таким относительным изменением измеряемого сопротивления  $\delta R_x = \Delta R_x / R_x$ , которое дает приращение сигнала, равное уровню помех. Обе эти характеристики жестко связаны между собой:  $\delta R_x = R_x / R_{\text{макс}}$  для схем на рис. 14-1, а и в и  $\delta R_x = R_{\text{мин}} / R_x$  для схем на рис. 14-1, б и г.

Рассмотрим погрешность от собственных помех на примере измерителя по рис. 14-1, в. Среднеквадратичное значение напряжения шумов на выходе такого измерителя определяется уравнением (12-3). Полезный сигнал на выходе равен:

$$U_{\text{вых}} = U_0 R_0 / R_x,$$

и его приращение при изменении  $R_x$  на  $\Delta R_x$  составляет:

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_0 R_0 \Delta R_x / R_x^2.$$

Приравнявая это приращение среднеквадратичному значению уровню помех на выходе, находим, что относительная погрешность измерения  $R_x$  за счет собственных помех измерителя при отношении сигнала к шуму

$\Delta U_{\text{вых}} / \sqrt{\overline{du^2_{\text{ш}}}} = 1$  равна:

$$\delta R_x = \frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{R_x}{U_0} \times \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \left[ \overline{di^2_{\text{п}}} + \frac{1 + (2\pi f R_0 C_{\text{п}})^2}{R_0^2} \overline{de^2_{\text{п}}} + \frac{\overline{de^2_R}}{R_0^2} \right]}, \quad (14-1)$$

где  $C_{\text{п}} = C_{\text{вх}} + C_{R_0}$  — сумма входной емкости ЭМУ и емкости резистора в цепи его параллельной ООС.

Погрешность  $\delta R_x$  определяется шумами ЭМУ по току  $\overline{i^2_{\text{п}}}$  и напряжению  $\overline{e^2_{\text{п}}}$  и тепловыми шумами  $\overline{e^2_R}$  резистора  $R_0$ . Для простоты мы не рассматривали шумы объекта  $\overline{e^2_{R_x}}$ ; если учитывать их, то под корнем добавится слагаемое  $\overline{de^2_{R_x}} / R_x^2$ .

Подставляя в уравнение (14-1) выражения для  $\overline{i^2_{\text{п}}}$ ,  $\overline{e^2_{\text{п}}}$  и  $\overline{e^2_R}$  и интегрируя полученное выражение, можно найти  $\delta R_x$  для любого конкретного случая. Мы ограничимся общим рассмотрением уравнения (14-1).

Составляющая  $\delta R_x$ , вызванная шумами ЭМУ по току, при заданных  $R_x$  и  $U_0$  пропорциональна уровню этих

шумов и не зависит от параметров измерителя. Составляющая  $\delta R_x$ , вызванная тепловыми шумами резистора  $R_0$ , уменьшается с увеличением  $R_0$ . Особый интерес представляет составляющая  $\delta R_x$ , вызванная шумами ЭМУ по напряжению. Она равна (поскольку нас интересуют в данном случае чисто качественные зависимости, рассматриваем интегральные значения шумов  $e_n$ ):

$$\delta R_x(e_n) = \frac{R_x}{R_0} \frac{\sqrt{[1 + (2\pi f R_0 C_n)^2] e_n^2}}{U_0}. \quad (14-2)$$

В зависимости от параметров измерителя  $R_0$  и  $C_n$  и его полосы пропускания возможны два случая.

1. Если  $R_0 C_n \ll 1/2\pi f$ , то

$$\delta R_x(e_n) = \frac{R_x}{R_0} \frac{\sqrt{e_n^2}}{U_0}, \quad (14-3)$$

т. е. тем больше, чем выше отношение  $R_x/R_0$ . В измерителях больших сопротивлений обычно  $R_x/R_0$  велико и  $\delta R_x(e_n)$  может быть значительной.

2. Если  $R_0 C_n \gg 1/2\pi f$ , то

$$\delta R_x(e_n) = 2\pi f R_x C_n \sqrt{e_n^2/U_0}, \quad (14-4)$$

т. е. пропорциональна емкости  $C_n = C_{nx} + C_{R_0}$  и не зависит от  $R_0$ .

В реальных приборах по рис. 14-1, в могут иметь место оба случая. Если, например,  $C_n = 15$  пФ, а полоса пропускания измерителя  $f = 0,1$  Гц, то  $R_0 C_n = 1/2\pi f$  при  $R_0 \approx 10^{11}$  Ом, при больших  $R_0$  погрешность, вызываемая собственными шумами по напряжению, не зависит от  $R_0$ , а при  $R_0 \ll 10^{11}$  Ом справедливо уравнение (14-3).

Аналогичные результаты могут быть получены для других измерителей больших сопротивлений по методу делителя. Во всех случаях при определенных соотношениях между полосой пропускания измерителя и постоянной времени цепи ООС имеет место увеличение  $\delta R_x(e_n)$ . Погрешность  $\delta R_x$  определяет верхнюю границу диапазона измерений приборов. При  $U_0 = 100$  В в практических приборах по схеме на рис. 14-1, в  $R_{\max}$  составляет  $10^{16}$ — $10^{17}$  Ом при использовании ЭМУ на электрометрических лампах и МОП-транзисторах и  $10^{17}$ — $10^{18}$  Ом при использовании ЭМУ на динамическом конденсаторе. Для измерителей по рис. 14-1, б и г верхняя граница рабочего

диапазона определяется из условия  $R_x \approx R_0$  и не превышает  $10^{12}$ — $10^{13}$  Ом. Нижняя граница выбором малых  $R_0$  может быть выведена далеко за рамки электрометрического диапазона, обычно она равна  $10^5$ — $10^7$  Ом.

Если полезный сигнал на выходе измерителя велик и погрешность  $\delta R_x$  соответственно мала, точность определяется погрешностью установления  $U_0$ , погрешностью  $R_0$  и погрешностью измерения  $U_{\text{вых}}$  [Л. 14-11]. Поскольку в качестве  $R_0$  используются композиционные резисторы, то погрешность измерителей с делителем в лучшем случае равна 1,5—5%. Выходное напряжение измеряется встроенным прибором.

Специальных мер для повышения быстродействия в измерителях больших сопротивлений, в том числе по методу делителя, не принимается, так как высокоомные объекты с высокой скоростью изменения сопротивления не встречаются. Слишком большое время измерений, конечно, тоже недопустимо. В схеме на рис. 14-1,в постоянная времени установления показаний определяется цепью ООС и при  $R_0 = 10^{12}$  Ом может не превышать 1 с, так как паразитная емкость  $R_0$  составляет доли пикофарды. В схеме на рис. 14-1,а получить малое время установления показаний труднее, поскольку входная емкость ЭМУ составляет 10—30 пФ. Поэтому в таких измерителях обычно  $R_0 \leq 10^{11}$  Ом, и для измерения сопротивлений выше  $10^{12}$ — $10^{13}$  Ом они не используются.

### г) Высокоомные мосты

Мосты, в том числе высокоомные, применяются для получения высокой точности измерений. В высокоомных мостах (рис. 14-2,а) ЭМУ играет роль нуль-индикатора (НИ) и точность его коэффициента передачи при больших сигналах не имеет значения, а важна лишь чувствительность. Колебания напряжения  $U_0$ , питающего мост, тоже не сказываются на точности измерений. Напряжение на объекте зависит от его сопротивления, поэтому мосты мало пригодны для работы с нелинейными объектами, при исследовании которых желательно иметь фиксированный электрический режим объекта. В отличие от низкоомных в высокоомных мостах решающее влияние на их свойства оказывают изоляция высокоомных узлов, паразитные токи изоляторов и их поляризация [Л. 14-109, 14-112]. Для устранения влияния токов утечки прибегают

к специальным конструктивным и схемным мерам [Л. 14-55, 14-61].

Среди высокоомных мостов наиболее распространены четырехплечие [Л. 14-92]. Известны еще двухплечие и шестиплечие мосты. В двухплечевом мосте (рис. 14-2,б) используется два источника питания и можно заземлять и нуль-индикатор и источники питания [Л. 14-59, 14-86].

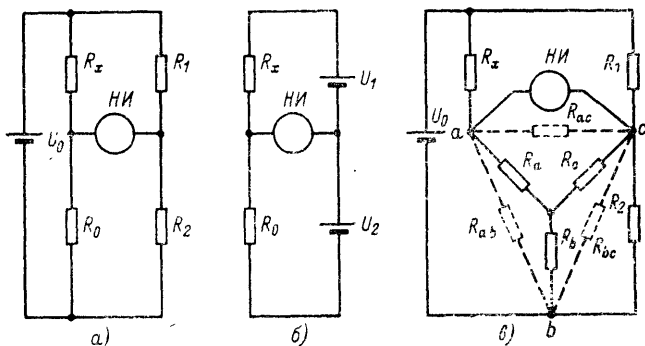


Рис. 14-2. Схемы высокоомных мостов.

При уравнивании изменяется одно из напряжений питания, искомое сопротивление определяется из уравнения  $U_2 R_x = U_1 R_0$ . По основным свойствам двухплечие мосты близки к четырехплечим.

В шестиплечевом мосте (рис. 14-2,в) плечо  $R_0$  отсутствует, вместо него подключены вершины трехлучевой резистивной звезды, третья вершина которой (точка  $c$ ) соединена с низкоомным зажимом нуль-индикатора. Эквивалентные сопротивления  $R_{ab}$ ,  $R_{ac}$  и  $R_{bc}$  между вершинами трехлучевой звезды  $R_a-R_b-R_c$  определяются как

$$\left. \begin{aligned} R_{ab} &= R_a + R_b + R_a R_b / R_c; \\ R_{ac} &= R_a + R_c + R_a R_c / R_b; \\ R_{bc} &= R_b + R_c + R_b R_c / R_a. \end{aligned} \right\} \quad (14-5)$$

Эти сопротивления можно варьировать в широких пределах. При  $R_c \ll R_a$  и  $R_c \ll R_b$  сопротивление  $R_{ab}$  может быть значительно больше любого из сопротивлений звезды, оно и выполняет роль сопротивления  $R_0$ . При этих условиях эквивалентные сопротивления между вершинами звезды равны:

$$R_{ab} \approx R_a R_b / R_c; \quad R_{ac} \approx R_a; \quad R_{bc} \approx R_b. \quad (14-6)$$

Сопrotивление  $R_{bc}$  шунтирует низкоомное плечо моста и при  $R_b \gg R_2$  не влияет на его работу. Сопrotивление  $R_{ac}$  шунтирует вход нуль-индикатора и уменьшает чувствительность моста. Поэтому, несмотря на увеличение  $R_0$ , применение шестиплечих мостов не дает выигрыша в чувствительности схемы по сравнению с четырехплечими мостами [Л. 14-18]. Шестиплечие мосты позволяют реализовать два преимущества [Л. 14-111]: простым способом обеспечивается регулировка  $R_0$  и снижается погрешность задания  $R_0$  по сравнению с тем случаем, когда оно представлено непроволочным резистором.

#### д) Свойства высокоомных мостов

При изменении  $R_x$  на  $\Delta R_x$  приращение напряжения в нулевой диагонали уравновешенного четырехплечего моста на холостом ходу (измеряется ЭМУ со 100%-ной последовательной ООС) равно  $\Delta U_{\text{вых}} = U_0 R_0 \Delta R_x / R_x^2$ , т. е. абсолютно то же, что для измерителя по методу делителя, использующего ЭМУ с параллельной ООС. Источники собственных помех в мосте тоже представлены  $\bar{e}_{\text{II}}^2$ ,  $\bar{i}_{\text{II}}^2$  и  $\bar{e}_{R_0}^2$ . Поэтому проведенный для схемы на рис. 14-1, в анализ погрешности  $\delta R_x$  приложим и к четырехплечему мосту. Равным образом он справедлив для двухплечих и шестиплечих мостов. В последнем случае в качестве  $R_0$  надо рассматривать наибольшее сопротивление трехлучевой звезды.

В высокоомных мостах наибольшее значение обычно имеет составляющая погрешности  $\delta R_x (e_{\text{II}})$ , так как в качестве  $R_0$  стремятся использовать проволочные резисторы, и тогда  $R_0 \leq 10^9$  Ом. Если мосты используются для измерения сопротивлений до  $10^{14}$ — $10^{16}$  Ом, то приходится применять в качестве  $R_0$  композиционные резисторы, и точность получается низкой. При  $R_x \leq 10^9$ — $10^{10}$  Ом погрешность мостов составляет сотые доли процента, при больших  $R_x$  увеличивается до 2—5%.

Со стороны малых сопротивлений принципиальных ограничений рабочего диапазона в мостовых измерителях нет, поэтому иногда их выпускают на диапазон от единиц и даже долей ома.

Время установления показаний выходного указателя высокоомного моста определяется в основном произведением  $R_{\text{вых}} C_{\text{II}} \approx R_0 C_{\text{II}}$ , где  $R_{\text{вых}} = R_0 R_x / (R_0 + R_x) \approx R_0$  — выходное сопротивление моста;  $C_{\text{II}}$  — сумма паразитных емкостей  $R_0$  и  $R_x$  и входной емкости ЭМУ. Если не при-



нять специальных мер, то постоянная времени  $R_0 C_{\Pi}$  при измерении больших  $R_x$  может быть значительной. Применение в качестве нуль-индикатора ЭМУ с параллельной ООС позволяет резко уменьшить  $R_{вх}$  нуль-индикатора. Постоянная времени установления показаний моста в этом случае определяется произведением  $R_{вх} C_{\Pi}$  (а не  $R_{вых} C_{\Pi}$ ), она будет мала. Однако собственные помехи измерителя при использовании нуль-индикатора с параллельной ООС будут больше, чем в случае, когда использовалась последовательная ООС (за счет шумов резистора в цепи ООС ЭМУ) [Л. 14-30]. На время установления показаний высокоомных мостов влияют также дополнительные емкости, возникающие при эквипотенциальной защите вершин моста от токов утечки, поляризация изоляторов и сопутствующие ей токи абсорбции.

### е) Измерители с логарифмирующим элементом и их свойства

Если при заданном напряжении  $U_0$  на объекте измерять токи через объект с помощью логарифмирующего элемента, то выходное напряжение измерителя равно  $U_{вых} = A_0 + A_1 \lg(U_0/R_x)$ , где  $A_0$  и  $A_1$  — постоянные коэффициенты. Такие измерители [Л. 14-81, 14-82] удобны при измерениях в широком диапазоне с невысокой точностью, например при контроле сопротивления изоляции. Схемы получаются аналогичными приведенным на рис. 14-1, а и в, но вместо  $R_0$  используется двухзажимный логарифмирующий элемент. Особенно пригодна схема на рис. 14-1, в. Иногда используются ЭМУ без ООС, в данном случае это не имеет существенного значения, поскольку точность измерителей сопротивлений с логарифмической шкалой низка.

Границы рабочего диапазона логарифмических измерителей больших сопротивлений определяются свойствами логарифмирующего элемента. При использовании полупроводникового элемента на диапазон  $10^{-12}$ — $10^{-6}$  А и при  $U_0 = 100$  В можно измерять сопротивления от  $10^8$  до  $10^{14}$  Ом. При использовании электровакуумных логарифмирующих элементов весь диапазон сдвигается в сторону больших сопротивлений на 1,5—2 порядка.

Динамическое сопротивление логарифмирующих элементов при малых токах может достигать до  $10^{13}$  Ом, и их использование дает некоторые преимущества перед схемами с резистором в отношении погрешности  $\delta R_x (e_{\Pi})$ .

Однако реализовать эти преимущества не удастся, так как погрешность измерителей с логарифмирующим элементом определяется обычно временным и температурным дрейфом характеристики элемента и погрешностью отсчета выходного напряжения. Способы их уменьшения были рассмотрены в § 12-2. В логарифмирующих измерителях погрешность составляет 5—20%, задача получения большей точности проще решается с помощью других систем, а именно с резистором или конденсатором. Быстродействие измерителей больших сопротивлений с логарифмирующим элементом в цепи параллельной ООС определяется постоянной времени элемента и составляет несколько секунд.

### ж) Измерители с конденсатором

Схемы измерения больших сопротивлений с использованием конденсатора довольно разнообразны. Одной из наиболее перспективных с точки зрения обеспечения высокой точности является показанная на рис. 14-3. Объект находится под постоянным напряжением  $U_0$ , ток измеряется ЭМУ с емкостной параллельной ООС. При большом коэффициенте усиления ЭМУ напряжение на его входе  $U_{вх} \ll U_0$  и не влияет на результаты измерения. Напряжение на выходе изменяется во времени по закону

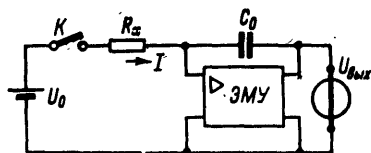


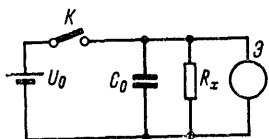
Рис. 14-3. Схема измерителя больших сопротивлений с конденсатором.

$$U_{\text{вых}}(t) = It/C_0 = U_0 t/R_x C_0,$$

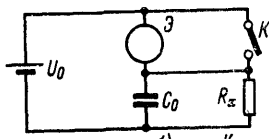
откуда  $R_x = U_0 \Delta t / \Delta U_{\text{вых}} t C_0$ , т. е. прямо пропорционально времени  $\Delta t$ , за которое  $U_{\text{вых}}$  изменится на заданное значение  $\Delta U_{\text{вых}}$ . Это позволяет получить отсчет  $R_x$  в цифровой форме.

Известны и более простые варианты схем с конденсатором [Л. 14-88, 14-94]. В схеме на рис. 14-4,а электрометром Э (или ЭМУ) определяется скорость разряда предварительно заряженного конденсатора  $C_0$  через контролируемый объект  $R_x$ . Напряжение на  $C_0$  и  $R_x$  изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени  $R_x C_0$  и  $R_x$  определяется из выражения

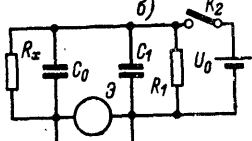
$\ln[U_0/U_t]=t/R_x C_0$ , где  $U_t$  — напряжение на  $C_0$  через время  $t$  после начала измерений. Чтобы повысить точность измерений, можно измерять не все напряжение  $U_t$ , а только разность  $U_0-U_t$ , как показано на рис. 14-4,б. В дифференциально-разрядной схеме (рис. 14-4,в) скорость разряда в контуре  $R_x C_0$  сравнивается со скоростью разряда во вспомогательном контуре  $R_1 C_1$ , электрометр Э играет роль нуль-индикатора [Л. 14-13].



а)



б)



в)

Рис. 14-4. Варианты схем измерения больших сопротивлений с разрядом конденсатора.

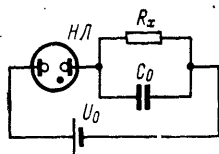
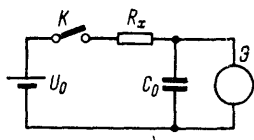
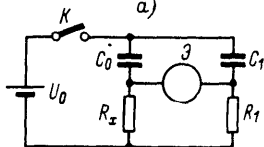


Рис. 14-5. Схема с периодическим разрядом конденсатора.



а)



б)

Рис. 14-6. Схемы измерения больших сопротивлений с зарядом конденсатора.

Лет 40—50 тому назад широко применялись схемы с периодическим разрядом, получившие название «меканион-схем» (рис. 14-5). Неоновая лампочка *НЛ* подключена последовательно с  $R_x C_0$ -цепочкой к источнику  $U_0$ . При включении цепи конденсатор заряжается через *НЛ*, напряжение на *НЛ* падает, она гаснет, ее сопротивление становится очень большим. Конденсатор начинает разряжаться через  $R_x$ , напряжение на *НЛ* растет. Когда оно достигнет напряжения зажигания, конденсатор снова заряжается через *НЛ* и цикл начинается заново. Значение  $R_x$  определяется по частоте вспышек *НЛ* или по вре-

мени между вспышками. Метод пригоден для определения утечки конденсаторов. Ток разряда конденсатора должен быть существенно больше паразитного тока  $НЛ$ , когда она не проводит. В настоящее время такие схемы используются редко.

Известны также методы, при которых контролируется процесс заряда конденсатора через  $R_x$ . Простейшая схема по методу заряда приведена на рис. 14-6,а. Сопротивление  $R_x$  определяется из уравнения

$$\ln \frac{U_0}{U_0 - U_t} = \frac{t}{R_x C_0},$$

где  $U_t$  — напряжение на  $C_0$  через время  $t$  после начала измерений.

Дифференциальный вариант схемы заряда показан на рис. 14-6,б [Л. 14-58]. Простейшие схемы с разрядом и зарядом конденсатора не обеспечивают постоянства напряжения на объекте в процессе измерений и в настоящее время используются редко. Можно вручную поддерживать напряжение на  $R_x$  постоянным [Л. 14-79], однако наиболее рациональным является использование ЭМУ с ООС (рис. 14-3).

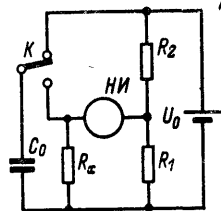


Рис. 14-7. Схема моста Максвелла.

Своеобразный вариант метода с конденсатором представляет собой мост Максвелла (рис. 14-7). При периодическом переключении ключа  $K$  конденсатор  $C_0$  то заряжается, то разряжается и заряд периодически переносится с одного контакта на другой  $n$  раз в секунду. Это равносильно включению в плечо сопротивления  $1/nC_0$ , т. е. такая система может быть урановешена как обычный мост. Предельные возможности таких мостов определяются паразитными зарядами при коммутациях ключа  $K$ . Обычно верхний предел измерения не превышает  $10^{10}$  Ом.

### з) Свойства измерителей с конденсатором

Для рассмотрения погрешности интегрирующего измерителя на базе ЭМУ с ООС по рис. 14-3, вызываемой собственными шумами ЭМУ, воспользуемся уравнением (12-11), дающим средний квадрат напряжения шумов на выходе измерителя малых токов с конденсатором. Сиг-

нал на выходе измерителя по рис. 14-3 равен  $U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_0 t / R_x C_0$ , и, следовательно, его приращение при изменении  $R_x$  на  $\Delta R_x$  равно (без учета знака)  $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = U_0 t \Delta R_x / C_0 R_x^2$ . Приравнивая  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  и среднеквадратичное напряжение шумов на выходе, получаем выражение для погрешности от собственных помех

$$\delta R_x = \frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{C_0 R_x}{U_0 t} \times \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \left[ \frac{\overline{di^2_{\text{п}}}}{(2\pi f C_0)^2} + \overline{de^2_{\text{п}}} \left( 1 + \frac{C_{\text{ВХ}}}{C_0} \right)^2 \right]}. \quad (14-7)$$

По сравнению с уравнением (14-1) для измерителей по методу делителя в уравнении (14-7) отсутствует составляющая, определяемая  $\overline{de^2_{\text{Р}}}$ . Это позволяет рассчитывать на меньший уровень шумов. Кроме того, в большинстве случаев  $C_{\text{ВХ}} \ll C_0$ , и тогда

$$\delta R_x (e_{\text{п}}) = \frac{C_0 R_x}{U_0 t} \sqrt{\overline{e^2_{\text{п}}}} = \frac{V \overline{e^2_{\text{п}}}}{U_{\text{ВЫХ}}},$$

т. е. увеличения влияния помех  $e_{\text{п}}$  не происходит, как это было для методов с делителем. При измерении больших сопротивлений может случиться, что  $C_0 \approx C_{\text{ВХ}}$ . В наихудшем (гипотетическом) случае, когда  $C_{\text{ВХ}} \gg C_0$ , получаем:

$$\delta R_x (e_{\text{п}}) = \frac{C_{\text{ВХ}} R_x}{U_0 t} \sqrt{\overline{e^2_{\text{п}}}}.$$

Это выражение по существу совпадает с (14-4), т. е. при измерении больших сопротивлений помехи ЭМУ по напряжению оказывают примерно одинаковое влияние и для метода делителя, и для метода с конденсатором.

Верхний предел измерителей с конденсатором определяется погрешностью  $\delta R_x$ , а нижний — максимальным значением емкости  $C_0$ . Если  $C_0 \leq 10$  мкФ, то при  $U_{\text{ВЫХ}} = 10$  В;  $U_0 = 100$  В и  $t = 10$  с минимально измеряемое сопротивление  $R_{\text{МИН}} = U_0 t / C_0 U_{\text{ВЫХ}} = 10^7$  Ом, т. е. в отношении нижнего предела измерения имеются жесткие ограничения.

Точность измерителей с конденсатором по рис. 14-3 может быть высокой, особенно если время, за которое напряжение на выходе изменится на заданное значение, определяется в цифровой форме. Это время пропорцио-

нально  $R_x$ , и отсчет производится в единицах сопротивления. В большинстве таких измерителей [Л. 14-27, 14-72, 14-92, 14-117] погрешность не превышает 0,02—0,03%. Время измерения составляет 5—10 с, т. е. того же порядка, что и в измерителях с резистором.

## и) Измерители с источником тока

Методы с калиброванными источниками тока удобно применять, когда объект должен испытываться в режиме заданного тока, что иногда требуется [Л. 14-6, 14-27]. Наиболее пригодна в этом случае схема рис. 14-8,а, где объект  $R_x$  включен в цепь параллельной ООС ЭМУ, на вход которого подается известный ток. Выходное напряжение равно  $U_{\text{вых}} = I_0 R_x$ . Источник тока может быть любого типа, например ионизационный, емкостный с электронным генератором пилообразного напряжения или многооборотным потенциометром и др. [Л. 14-2, 14-27, 14-64, 14-96, 14-102, 14-107]. Емкостный источник с генератором пилообразного напряжения (ГПН) позволяет выполнять балансную схему с двумя дифференцирующими цепочками (рис. 14-8,б).

При использовании источника на изменяющейся емкости (рис. 14-8,в) достаточно знать среднее значение тока через объект за некоторый промежуток времени, к линейности изменения емкости во времени не предъявляется жестких требований [Л. 14-45, 14-48, 14-49, 14-84, 14-100]. При выбранном положении движка делителя  $D$ , определяющего напряжение  $U_{R_x}$  на  $R_x$ , конденсатор переменной емкости  $C_0$  ключом  $K$  подсоединяется к источнику питания и заряжается до напряжения  $U_0$ . Затем ключ  $K$  размыкается и конденсатор  $C_0$  разряжается на сопротивление  $R_x$ . Емкость конденсатора  $C_0$  вспомогательным двигателем (на рисунке не показан) с регулируемой скоростью изменяется так, чтобы показания электрометра  $\mathcal{E}$  поддерживались вблизи нулевого

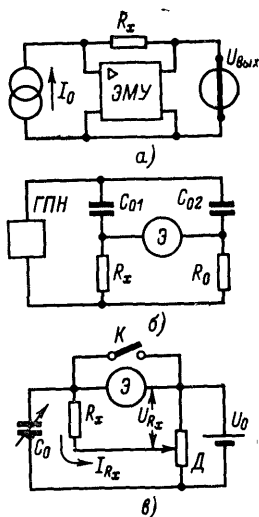


Рис. 14-8. Схемы измерителей больших сопротивлений с источниками токов.

уровня. Это означает, что напряжение и ток через  $R_x$  постоянны. Одновременно с запуском двигателя в момент, когда указатель электрометра находится на нулевой отметке, запускается секундомер. Через некоторое время  $\Delta t$ , опять же в момент нулевых показаний электрометра, двигатель и секундомер останавливаются и по шкале конденсатора определяется изменение емкости  $\Delta C_0$ . Среднее значение тока через  $R_x$  равно:

$$I_{R_x} = \frac{U_0 \Delta C_0}{\Delta t}$$

и, следовательно,

$$R_x = \frac{U_{R_x}}{I_{R_x}} = \frac{U_{R_x} \Delta t}{U_0 \Delta C_0} = \frac{\Delta t}{k_d \Delta C_0},$$

где  $k_d$  — коэффициент деления делителя  $D$ .

### к) Свойства измерителей с источником тока

По своим предельным возможностям измерители с источниками тока близки к измерителям с конденсатором. В них собственные помехи также представлены только шумами ЭМУ. Шумы  $\overline{de^2_{\text{ш}}}$  увеличиваются в  $C_{\text{вх}}/C_0$  раз, где  $C_{\text{вх}}$  — сумма входной емкости ЭМУ и выходной емкости источника;  $C_0$  — собственная емкость  $R_x$ . В принципе можно реализовать малое значение  $\delta R_x$ , если шумы источника малы. На практике, однако, выполнить это пока не удавалось. Максимальное измеряемое сопротивление для таких приборов не превышает  $10^{14}$  Ом, погрешность при этом составляет 0,5—2% и 0,2—0,3% на меньших пределах [Л. 14-2, 14-64, 14-107]. По-видимому, для получения высоких точностей этот метод мало подходит.

Диапазон измерений со стороны малых сопротивлений определяется наибольшим током, который можно получить от источника. Если используются емкостные или ионизационные источники тока, то  $I_{\text{макс}} = 10^{-9} \div 10^{-8}$  А и наименьшие измеряемые сопротивления составляют  $10^8$ — $10^9$  Ом.

Быстродействие измерителей с источником тока определяется постоянной времени  $R_x C_{R_x}$ . В этом их отличие от измерителей с резистором и конденсатором, в которых паразитная емкость объекта не влияет на быстродействие, так как к объекту приложено постоянно испы-

тательное напряжение. При больших  $R_x$  постоянная времени измерителей с источником тока может быть очень большой. В частности, этот метод не применим для измерения сопротивления изоляции конденсаторов, когда  $R_x C_{R_x}$  очень велико.

## 14-2. РАЗНОВИДНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ СОПРОТИВЛЕНИИ

### а) Тераомметры

Наиболее массовым видом измерителей больших сопротивлений являются тераомметры. Группа приборов, характеризуемая этим понятием, отличается (табл. 14-1) широким диапазоном измерений (до  $10^{16}$ — $10^{17}$  Ом), невысокой точностью (2—10%), большим диапазоном испытательных напряжений (до 1 кВ). Тераомметры используются для контроля изоляции, измерений харак-

Таблица 14-1

#### Характеристики серийных тераомметров

Тип	Изготовитель	Диапазон измерений, Ом	Погрешность, %	Измерительные напряжения, В
29A	Electronic Instruments (Англия)	$3 \cdot 10^5$ — $2 \cdot 10^{13}$	2—6	85—500
31A	Electronic Instruments (Англия)	$10^7$ — $10^{14}$	1—2	10; 100
4329A	Hewlett-Packard (США)	$5 \cdot 10^5$ — $10^{16}$	1—5	10—1000
OM18	Lemouzy (Франция)	$10^4$ — $10^{16}$	—	1—500
RM167	British Lab (Англия)	$10^5$ — $4 \cdot 10^{13}$	—	0,2—100
Е6-3	„Пунане Рэт“ (Таллин)	$2 \cdot 10^3$ — $10^{14}$	1,5—20	105
ЕК6-7	„Пунане Рэт“ (Таллин)	$10^7$ — $10^{16}$	4—10	1—1000
ЕК6-11	„Пунане Рэт“ (Таллин)	$3 \cdot 10^7$ — $3 \cdot 10^{14}$	6—10	2,5—1000
Е6-13	„Пунане Рэт“ (Таллин)	$10$ — $10^{14}$	2,5—15	10
Е6-14	„Пунане Рэт“ (Таллин)	$10^7$ — $10^{16}$	4—10	1—100



теристик диэлектриков и т. д. Иногда в тераомметрах предусматривают пределы измерения по напряжению и току. На тераомметры распространяется ГОСТ 8038-60 «Омметры. Технические требования», являющийся зависимым от ГОСТ 1845-59 «Приборы электроизмерительные. Общие технические условия», однако часто тераомметры относят к электронным приборам и выпускают в соответствии с ГОСТ 9763-67 «Приборы электронные измерительные. Общие технические условия».

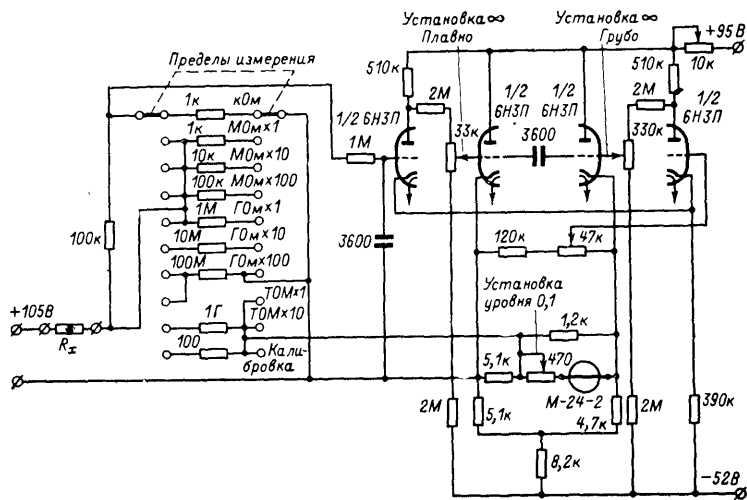


Рис. 14-9. Схема тераомметра Е6-3.

Обычно в тераомметрах используется метод делителя [Л. 14-1]. Если стремятся к максимально возможному верхнему пределу измерения, то применяют ЭМУ с параллельной ООС, в противном случае используют ЭМУ с последовательной ООС. Такие приборы состоят из источника испытательных напряжений и электрометрического измерителя напряжений или токов. Поэтому при практическом исполнении конкретные решения получаются такими же, как в измерителях напряжений и токов. Специфические вопросы возникают при конструировании отсчетного устройства. Множитель при показаниях выходного прибора зависит от измерительного напряжения и предела измерения электрометрического измерителя и определяется по положению нескольких переключателей (в тераомметре ЕК6-7 [Л. 14-27] трех: испытательно-

го напряжения, измерительного резистора и коэффициента ООС), показания которых перемножаются. Во избежание субъективных ошибок в тераомметре 4329А фирмы Hewlett Packard набор возможных множителей нанесен на прозрачном табло рядом с выходным прибором и в зависимости от положения переключателей подсвечивается одна из ячеек табло. В принципе для этих целей пригоден также двузначный цифровой индикатор на светодиодах, управляемых положением переключателей.

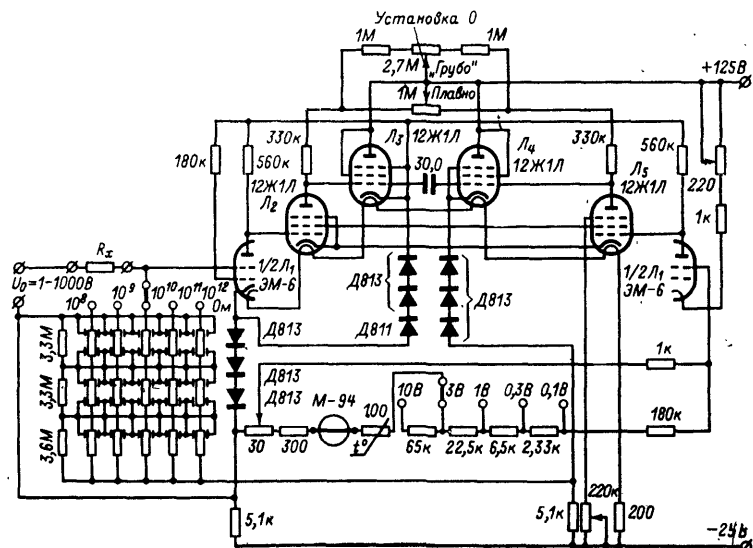


Рис. 14-10. Схема тераомметра ЕК6-7.

В тераомметре Е6-3 (рис. 14-9) [Л. 14-27] используется двухкаскадный усилитель с последовательной ООС на лампах 6НЗП. Первый каскад для повышения стабильности нуля выполнен балансным с общим катодным сопротивлением 390 кОм. Для уменьшения сеточного тока первой лампы напряжение питания регулируется резистором 10 кОм до режима плавающего потенциала. Второй каскад представлен балансным повторителем с микроамперметром М-24-2 на выходе. В приборе имеется восемь резисторов от 10<sup>3</sup> до 10<sup>9</sup> Ом, чем обеспечивается девять пределов измерения с диапазоном от 2·10<sup>3</sup> до 10<sup>14</sup> Ом. Резистор 10<sup>8</sup> Ом используется на двух пределах, а изменение предела измерения осуществляется уменьшением коэффициента ООС. Измерительное напряжение равно 105 В, погрешность 1,5—20%, при измерении сопротивлений ниже 10<sup>4</sup> и выше 10<sup>13</sup> Ом точность не гарантируется. При калибровке прибора осуществляются две операции: установка резисторами 330 и 33 кОм стрелки выходного прибора на отметку ∞ при разомкнутых зажи-

мах  $R_x$  (нуль усилителя) и установка переменным резистором 470 Ом стрелки прибора на отметку 0,1 при замкнутых зажимах  $R_x$ . В последнем случае калибруется коэффициент передачи усилителя. Питание тераомметра осуществляется от сети переменного тока через газоразрядные стабилизаторы, потребляемая мощность 40 В·А, габариты 310×95×220 мм, масса 8 кг.

В тераомметре ЕК6-7 (рис. 14-10) [Л. 14-27] используется схема с резистором в цепи параллельной ООС ЭМУ. Входной каскад ЭМУ выполнен параллельно-балансным на сдвоенном электрометрическом тетроде ЭМ-6, а вторичный усилитель — на пентодах 12Ж1Л. Все нити накала для уменьшения влияния накального на-

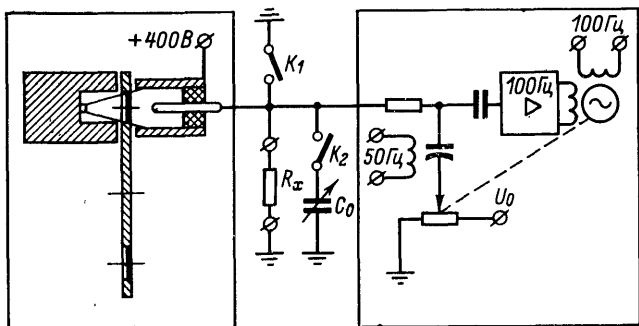


Рис. 14-11. Схема тераомметра ТОМ-Тарту-63.

пряжения соединены последовательно. Питается ЭМУ от встроенного стабилизированного источника, обеспечивающего напряжения +125 В и -25 В. Питание анодов и катодной сетки  $L_1$  стабилизировано диодами Д813 (2 шт.) и Д811 (1 шт.). Смещение на рабочей сетке  $L_1$  осуществляется тремя диодами Д813, включенными в прямом направлении в цепь катода лампы. Второй каскад ЭМУ ( $L_2, L_5$ ) работает по схеме с общим катодным сопротивлением (переменный резистор 220 кОм) и имеет коэффициент усиления 200. Выходным каскадом ( $L_3$  и  $L_4$ ) является катодный повторитель, потенциал выходной точки ЭМУ приводится к нулевому с помощью трех диодов Д813. Установка нуля ЭМУ осуществляется регулировкой анодных нагрузок во втором каскаде усиления. Выходной прибор включен через делитель, устанавливающий номинальные значения выходного напряжения равными от 0,1 до 10 В.

Сопротивления резисторов в цепи ООС равны  $10^8, 10^9, 10^{10}, 10^{11}, 10^{12}$  Ом. Каждое из них с целью повышения стабильности представлено тремя последовательно соединенными резисторами. Для защиты от утечек точки крепления резисторов эквипотенциально экранированы. Защитные потенциалы для экранов снимаются с вспомогательного делителя (резисторы 3,6—3,3—3,3 МОм), включенного между выходными зажимами ЭМУ. Измерительные напряжения  $U_0$  от встроенного источника (на рисунке не показан) составляют 1—10—100 и 1000 В. Наибольший предел измерения по сопротивлению (полное отклонение) достигается при  $U_0=1000$  В,  $R_0=10^{12}$  Ом и  $U_{\text{вых}}=-0,1$  В и составляет  $R_x=U_0R_0/U_{\text{вых}}=10^{16}$  Ом. Наименьший предел равен  $10^7$  Ом, погрешность 4—10% длины шкалы. Прибор ЕК6-7

позволяет также измерять токи от  $10^{-13}$  до  $10^{-7}$  А и напряжения от 0,1 до 10 В. Габариты прибора  $324 \times 250 \times 212$  мм, масса (с экранирующей камерой для объекта) 15 кг.

В тераомметре ТОМ-Тарту-63 [Л. 14-27] с ионизационным источником токов на  $\beta$ -излучателе (см. § 3-4) для исключения влияний температуры и давления окружающей среды предусмотрена возможность калибровки источника тока (рис. 14-11). При замкнутом ключе  $K_1$ , когда выход источника присоединяется к корпусу, осуществляется установка нуля электрометрического измерителя напряжения. При разомкнутом ключе  $K_1$  ток источника проходит через  $R_x$  и электрометром определяется падение напряжения на нем. Электрометр выполнен на динамическом конденсаторе с возбуждением от сети переменного тока. При этом измеряемое напряжение оказывается промодулированным с двойной частотой (100 Гц), на которую и настраивается избирательный усилитель. Выходное напряжение усилителя подается на обмотку асинхронного двигателя, вращающего реохорд, питаемый от постоянного напряжения  $U_0$ . Двигатель поворачивает ось реохорда, а с нею и указатель шкалы прибора до тех пор, пока напряжение с реохорда не скомпенсирует измеряемое. Показания прибора пропорциональны  $R_x$ . Для калибровки источника тока  $R_x$  отключается, а ключ  $K_2$  замыкается. Ток источника заряжает конденсатор  $C_0$ , создавая на нем напряжение  $U(t) = I_0(t)/C_0$ . Определяя секундомером  $\Delta U/\Delta t$  и зная  $C_0$ , находят ток источника.

Электрометрический вольтметр в тераомметре ТОМ-Тарту-63 имеет пределы измерения 0,1—0,3—1,0—3,0—10 В, токи источника устанавливаются равными  $10^{-10}$ ,  $10^{-11}$ ,  $10^{-12}$ ,  $10^{-13}$  А. Тераомметр позволяет измерять сопротивления от  $10^9$  до  $10^{14}$  Ом с погрешностью 5%, при проведении калибровки погрешность составляет 1% при измерении сопротивлений до  $10^{13}$  Ом и 2,5% для  $10^{13}$ — $10^{14}$  Ом. Питание прибора осуществляется от сети переменного тока, потребляемая мощность 60 Вт, габариты  $400 \times 390 \times 220$  мм, масса 28 кг (определяется в основном защитой источника тока).

## **б) Тераомметры для измерений на объектах с большой емкостью**

С помощью тераомметров общего назначения измерить сопротивление объектов с большой емкостью, например конденсаторов, как правило, невозможно. Сопротивление конденсатора для быстрых изменений приложенного к конденсатору напряжения очень мало, и даже незначительные колебания испытательного напряжения вызывают большие импульсы тока через объект, мешающие измерениям. Иногда эта задача решается путем фиксации процесса саморазряда испытуемого конденсатора [Л. 14-78], источник напряжения в процессе измерения не участвует. Чаще тераомметры для работы с емкостными объектами выполняют на тех же принципах, что и обычные, но с соблюдением некоторых дополнительных условий.

В приборе ЕК6-11 [Л. 14-27] для измерения сопротивления изоляции конденсаторов (рис. 14-12) используются ЭМУ с динамическим конденсатором типа ДК-62, характеристики и конструктивное исполнение которого почти полностью совпадают с таковыми для конденсатора типа ДК-64 (см. табл. 9-1). Питание преобразователя и синхронного детектора осуществляется от встроенного генератора с частотой 230 Гц. На выходе ЭМУ включен микроамперметр М1692 класса точности 1,0 с током полного отклонения 200 мкА.

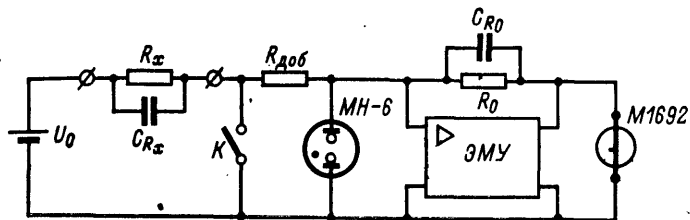


Рис. 14-12. Схема тераомметра ЕК6-11.

На входе ЭМУ для защиты от перегрузок включены резистор  $R_{доб} = 1,5 \text{ МОм}$  и неоновая лампочка МН-6. В приборе используется один из двух источников испытательных напряжений  $U_0$ : встроенный стабилизированный выпрямитель или внешний на сухих батареях. Встроенный используется при измерении объектов с постоянной времени не более 100 с. Если объект носит емкостный характер, то применяется наружный источник на батареях РЦ-63 (ОР2К), обеспечивающий очень высокую кратковременную стабильность.

Перед измерением конденсатор заряжается напряжением  $U_0$  при замкнутом ключе  $K$  в течение 1 мин. За это время процессы поляризации в основном заканчиваются. Электрометрический усилитель охвачен параллельной ООС через резисторы  $3 \cdot 10^5 - 3 \cdot 10^{10} \text{ Ом}$ , предел измерения выбирается переключателем этих резисторов. Каждый из резисторов  $R_0$  шунтирован емкостью  $C_{R_0}$  для снижения полосы пропускания измерителя, чем уменьшается уровень помех на его выходе. Время установления показаний не превышает 2 мин при измерении изоляции конденсаторов с постоянной времени  $10^6 \text{ с}$ . Коэффициент усиления в петле ООС ЭМУ выбран большим ( $10^4$ ). При этом входное сопротивление ЭМУ мало и постоянная времени цепи, состоящей из контролируемого конденсатора и входного сопротивления ЭМУ, также невелика, что позволяет сократить длительность переходных процессов при измерениях конденсаторов большой емкости [Л. 14-77].

Испытательные напряжения в приборе ЕК6-11 составляют от 2,5 до 1000 В, а пределы измерения (полная шкала) равны  $3 \cdot 10^7 - 3 \cdot 10^{14} \text{ Ом}$ . Погрешность не превышает 6% длины шкалы на пределах до  $10^8 \text{ Ом}$  и 10% на остальных. Прибор позволяет измерять токи (полная шкала) от  $3 \cdot 10^{-7}$  до  $3 \cdot 10^{-12} \text{ А}$  при погрешности 6—10%. Габариты прибора и внешнего источника испытательных напряжений (каждого)  $515 \times 285 \times 225 \text{ мм}$ , испытательной камеры для объекта  $155 \times 130 \times 290 \text{ мм}$ . Масса прибора 14 кг, внешнего источника 19 кг, камеры 2,5 кг. Питание осуществляется от сети переменного тока, потребляемая мощность 40 В·А.

## в) Тераомметры с логарифмической шкалой

Измерители с логарифмической шкалой применяются не столь широко, как измерители с линейной шкалой, но все же довольно часто. В табл. 14-2 приведены характеристики некоторых из таких приборов.

Таблица 14-2

### Характеристики серийных тераомметров с логарифмической шкалой

Тип	Изготовитель	Диапазон измерений, Ом	Погрешность, %	Измерительные напряжения, В
L-7	Industrial Instruments (США)	До $5 \cdot 10^{13}$	—	100—600
500	Keithley (США)	$10^7—10^{13}$	20	8
501	Keithley (США)	$10^4—10^{10}$	20	1,5
Teralog	Vakutronik (ГДР)	$10^8—10^{15}$	—	—

Логарифмический тераомметр Teralog. [Л. 14-78] народного предприятия Vakutronik (ГДР) выполнен на одной электрометрической лампе ДС762 (рис. 14-13), представляющей собой обращенный триод. Питание осуществляется от встроенных батарей:  $U_0$  — испытательное напряжение;  $U_n$  — питание накала;  $U_c$  — сеточное смещение;  $U_a$  — питание анодной цепи и цепи калировки. Режим управляющей сетки устанавливается резистором  $R_c$ , режим анодной цепи — резисторами  $R_{a1}—R_{a3}$ , установка выходного прибора  $I_a$  на нулевые показания — резисторами  $R_{n1}$  и  $R_{n2}$ . Зависимость выходного тока лампы от входного носит примерно логарифмический характер, что дает логарифмическую шкалу для  $R_x$ . С помощью резисторов  $R_{n1}$  и  $R_{n2}$ , питаемых через потенциометры  $R'_k$  и  $R''_k$ , прибор может быть отградуирован в двух точках шкалы. Для этого  $R_x$  отключается и нажимается одна из кнопок  $K_1$  или  $K_2$  и на вход прибора подается ток  $10^{-10}$  или  $10^{-7}$  А. Прибор имеет диапазон измерения  $10^8—10^{15}$  Ом при измерительном напряжении  $U_0=100$  В; погрешность прибора составляет 20%.

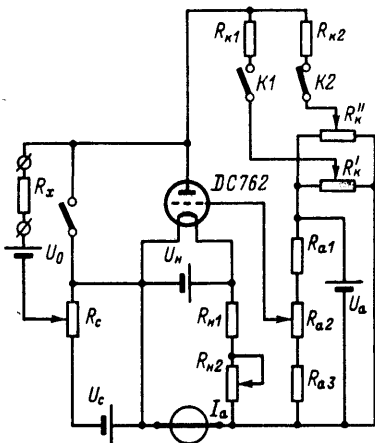


Рис. 14-13. Схема тераомметра Teralog.

### г) Измерители удельных сопротивлений

В технике измерения больших сопротивлений наиболее часто встречается задача измерения удельных поверхностных  $\rho_s$  и объемных  $\rho_v$  сопротивлений. Требования к методам их определения обычно стандартизуются [Л. 14-27].

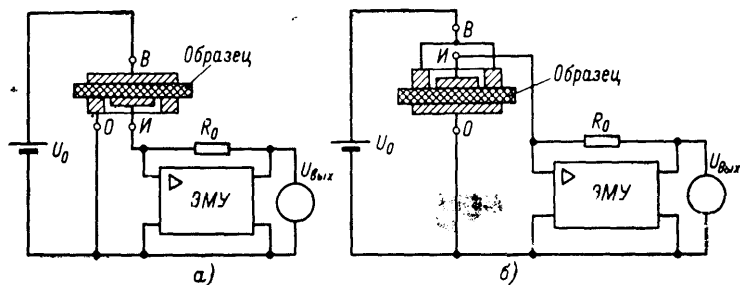


Рис. 14-14. Схема измерения объемных (а) и поверхностных (б) сопротивлений.

Для соединения с образцом используют электроды из оловянной или отожженной алюминиевой фольги толщиной 0,01—0,02 мм, притирая их к образцу на вазелине, конденсаторном масле и т. п., или припрессовывая с нагревом, или прижимая через резиновую прокладку. Можно напылять в вакууме электроды из серебра, золота, платины, меди или алюминия, наносить серебряную пасту кистью и т. д. В литературе имеются описания электродов для твердых и жидких изоляционных материалов, паст, пленок, нитей [Л. 14-3, 14-39, 14-56, 14-63, 14-86, 14-87, 14-93].

При измерении объемного и поверхностного сопротивлений образец снабжается тремя электродами: высоковольтным  $B$ , измерительным  $I$  и охранным  $O$  (рис. 14-14). При измерении  $R_v$  (рис. 14-14,а) напряжение прикладывается к электродам  $B$  и  $I$  на разных сторонах образца и определяется сопротивление толщи образца между ними. Охранный электрод выравнивает электрическое поле, уменьшая влияние краевых эффектов, и защищает измерительную цепь от токов утечки по поверхности образца. Сопротивление между электродами  $I$  и  $O$  шунтирует вход ЭМУ и его влиянием можно пренебречь. Для наиболее распространенных круглых электродов

удельное объемное сопротивление плоских образцов определяется как

$$\rho_V = \frac{R_V \pi D_0^2}{4h},$$

где  $R_V$  — измеренное сопротивление;  $D_0$  — диаметр измерительного электрода;  $h$  — толщина образца.

При измерениях поверхностных сопротивлений (рис. 14-14,б) измеряется сопротивление между электродами  $B$  и  $I$ , расположенными на одной стороне образца. Охранный электрод  $O$  располагается на другой стороне и выравнивает электрическое поле в образце, чем предупреждается прохождение тока между электродами  $B$  и  $I$  по толще образца. Сопротивление между электродами  $I$  и  $O$  шунтирует входную цепь ЭМУ и не сказывается на результатах измерений. Выбор конструкции образца и электродов и в этом случае может иметь большое значение [Л. 14-90]. Для наиболее распространенных круглых электродов удельное поверхностное сопротивление плоских образцов определяется как

$$\rho_S = \frac{R_S 2\pi}{\ln \frac{D_B}{D_0}},$$

где  $R_S$  — измеренное сопротивление;  $D_0$  — диаметр измерительного электрода;  $D_B$  — внутренний диаметр высоковольтного электрода. При массовых измерениях на образцах одинаковых размеров для подсчетов  $\rho_V$  и  $\rho_S$  можно использовать номограммы [Л. 14-101].

Погрешности при измерениях удельных сопротивлений могут вызываться явлениями поляризации и особенно поверхностными явлениями на границе между электродом и образцом. Поэтому такие измерения обычно носят относительный характер и результаты могут сильно различаться при разных конфигурациях электродов, в зависимости от толщины образца и пр.

Удельные сопротивления можно измерять обычными измерителями больших сопротивлений, например тераомметрами общего назначения (согласно ГОСТ 6433-65 удельные сопротивления измеряют при напряжениях от 50 до 1000 В) или высокоомными мостами [Л. 14-42, 14-58]. Нередко измерители удельных сопротивлений выполняют как самостоятельные приборы (табл. 14-3), их называют измерительными камерами. Иногда необходимо измерять удельные сопротивления в широком диа-



Таблица 14-3

## Характеристики измерительных камер

Тип	Изготовитель	Пределы измерения		
		$R$ , Ом	$R_V$ , Ом·см	$R_S$ , Ом
TR-42	Takeda Ricken (Япония)	До $10^{19}$	—	—
С6008А	Hewlett-Packard (США)	—	До $4 \cdot 10^{18}$	До $4 \cdot 10^{17}$
6105	Keithley (США)	—	До $3 \cdot 10^{19}$	До $10^{18}$
ИК-04	ВНИИнаучприбор (Ленинград)	$10^8$ — $10^{16}$	$10^9$ — $10^{18}$	$10^{10}$ — $10^{17}$
ИСА-1	ВНИИнаучприбор (Ленинград)	$10^6$ — $5 \cdot 10^{16}$	$5 \cdot 10^5$ — $5 \cdot 10^{18}$	$2 \cdot 10^7$ — $10^{18}$
ИСТ-3	ВНИИнаучприбор (Ленинград)	$10^5$ — $10^{17}$	$10^5$ — $10^{19}$	$10^5$ — $10^{18}$
ИСИП-1	ВНИИнаучприбор (Ленинград)	$10^5$ — $10^{15}$	$10^7$ — $10^{18}$	—

пазоне температур [Л. 14-26, 14-69]. Во ВНИИнаучприбор разработан прибор ИСТ-1 [Л. 14-14] по схеме делителя для работы в интервале от  $-60$  до  $+400$  °С с пределами измерения  $10^6$ — $10^{16}$  Ом при погрешности 2—20%. Предусмотрено 12 точек фиксированной температуры с автоматическим поддержанием с погрешностью 2—10 °С. Габариты установки  $630 \times 690 \times 1400$  мм, масса 150 кг, питание от сети переменного тока, потребляемая мощность 1 кВт.

Специфические задачи возникают при измерении удельных сопротивлений высокоомных полупроводников четырехзондовыми методами [Л. 14-35, 14-114]. Фирма Takeda Ricken выпускает камеру для этих целей типа TR-71, работающую с электрометром TR-84В. Применение электрометра связано тем, что переходное сопротивление контактов может быть очень велико.

## д) Высокоомные мосты

Четырехплечие высокоомные мосты широко применяются для измерения больших сопротивлений с высокой точностью [Л. 14-27, 14-60, 14-71, 14-104]. Технические

требования на высокоомные мосты регламентируются ГОСТ 7165-66 «Мосты постоянного тока измерительные». Диапазон измерений четырехплечего моста Р4050 [Л. 14-27] составляет  $10^5$ — $10^{14}$  Ом и делится на семь пределов. Погрешность в пределах до  $10^{10}$  Ом не превышает 0,05% измеряемого со-

противления, в пределах  $10^{10}$ — $10^{12}$  Ом составляет 1% и в пределе  $10^{12}$ — $10^{14}$  Ом доходит до 2%. Источником питания  $U_0$  служит (рис. 14-15) встроенный сетевой стабилизированный выпрямитель. Напряжение на мостовой цепи регулируется от 0 до 200 В. Нуль-индикатором *НИ* служит электрометр с динамическим конденсатором (типа ДК-62). Одна вер-

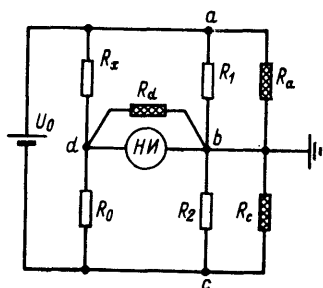


Рис. 14-15. Схема моста Р4050.

шина нуль-индикаторной диагонали соединена с экраном и заземлена. При этом [Л. 14-61] сопротивление  $R_d$  утечки с вершины  $d$  шунтирует *НИ* и влияет только на чувствительность моста, а сопротивления утечки  $R_a$  и  $R_c$  шунтируют низкоомные плечи  $R_1$  и  $R_2$  и к изоляции вершин  $a$  и  $c$  не предъявляется высоких требований.

Отсчет показаний производится по пятидекадному рычажному магазину  $R_1$  с сопротивлением  $(10 \times 1 + 9 \times 0,1 + 9 \times 0,01 + 9 \times 0,001 + 9 \times 0,0001) 10^6$  Ом. В качестве  $R_0$  на всех пределах, кроме последнего, используются микропроволочные резисторы, их сопротивления  $10^5, 10^6, 10^7, 10^8, 10^9$  Ом. Для подгонки номинальных значений последовательно включены подстроечные резисторы. На последнем пределе измерения в качестве  $R_0$  используется десять последовательно включенных резисторов КВМ по 10 ГОм (для повышения стабильности и уменьшения влияния напряжения). Для калибровки этих резисторов (производится периодически перед каждым измерением) они подсоединяются к зажимам  $R_x$ , а в качестве  $R_0$  используется микропроволочный резистор  $10^9$  Ом, и подгоночным резистором в плече  $R_1$  производится уравнивание моста [Л. 14-16]. Для измерения напряжения на  $R_x$  используется то обстоятельство, что при равновесии моста падения напряжения на  $R_x$  и  $R_1$  равны. Напряжение на  $R_1$  измеряется компенсационным способом;

Таблица 14-4

**Основные технические данные мостов Р4050,  
Р4052, Р4053 и Р4060**

Пределы измерения, Ом				Погрешность, %
Р4050	Р4052	Р4053	Р4060	
—	1—10	—	0,01—0,1	10
—	10—100	—	0,1—1	1
—	—	—	1—10	0,5
—	—	0,01—100	—	0,1% ± 0,01 Ом
—	10 <sup>2</sup> —10 <sup>3</sup>	—	—	0,1
10 <sup>5</sup> —10 <sup>10</sup>	10 <sup>3</sup> —10 <sup>10</sup>	10 <sup>2</sup> —10 <sup>10</sup>	10—10 <sup>10</sup>	0,05
—	—	10 <sup>10</sup> —10 <sup>11</sup>	—	0,1
—	10 <sup>10</sup> —10 <sup>11</sup>	—	—	0,2
—	10 <sup>11</sup> —10 <sup>12</sup>	10 <sup>11</sup> —10 <sup>12</sup>	10 <sup>10</sup> —10 <sup>11</sup>	0,5
10 <sup>10</sup> —10 <sup>12</sup>	—	—	—	1
10 <sup>12</sup> —10 <sup>14</sup>	10 <sup>12</sup> —10 <sup>14</sup>	10 <sup>12</sup> —10 <sup>14</sup>	—	2
—	—	—	10 <sup>11</sup> —10 <sup>12</sup>	5
—	—	10 <sup>14</sup> —10 <sup>15</sup>	—	10
—	—	10 <sup>15</sup> —10 <sup>16</sup>	—	R <sub>x</sub> · 10 <sup>-14</sup>

нуль-индикатором служит прибор, включенный на выходе ЭМУ. Высокоомные мосты Р4052, Р4053, Р4060 (табл. 14-4) [Л. 14-27] по техническим решениям на высокоомных пределах близки к мосту Р4050 и отличаются от него в основном более широким диапазоном.

В высокоомном мосте 515 фирмы Keithley [Л. 14-104] предварительная (перед измерением) калибровка резисторов в плече  $R_0$  применяется на всех пределах измерения, кроме самого низкого (рис. 14-16). Для каждого резистора  $R_0$  используется свой подгоночный резистор в плече  $R_2$ . Первый из резисторов  $R_0$

Таблица 14-5

**Основные технические характеристики  
моста модели 515**

Диапазон, Ом	Сопротивление резистора-меры, Ом	Погрешность, %	Минимальное напряжение на измеряемом резисторе, В
10 <sup>5</sup> —10 <sup>7</sup>	10 <sup>6</sup>	0,05	5
10 <sup>7</sup> —10 <sup>8</sup>	10 <sup>7</sup>	0,05	50
10 <sup>8</sup> —10 <sup>9</sup>	10 <sup>8</sup>	0,1	3
10 <sup>9</sup> —10 <sup>10</sup>	10 <sup>9</sup>	0,15	2
10 <sup>10</sup> —10 <sup>11</sup>	10 <sup>10</sup>	0,2	1
10 <sup>11</sup> —10 <sup>12</sup>	10 <sup>11</sup>	0,25	1
10 <sup>12</sup> —10 <sup>13</sup>	10 <sup>12</sup>	0,30	1
10 <sup>13</sup> —10 <sup>14</sup>	10 <sup>12</sup>	0,5	10
10 <sup>14</sup> —10 <sup>15</sup>	10 <sup>12</sup>	1	100

( $10^6$  Ом) выполнен с точностью до 0,01% и является мерой для калибровки всех остальных. Для калибровки  $R_0=10^7$  Ом к зажимам  $R_x$  подсоединяется резистор  $10^6$  Ом (схемы, обеспечивающие необходимые переключения при калибровке, на рис. 14-16 не показаны) и регулировкой соответствующего  $R_2$  при установке в плече  $R_1$  положения  $\times 0,1$  мост уравнивается. После такой калибровки мост имеет правильные показания при  $R_0=10^7$  Ом. Для калибровки при

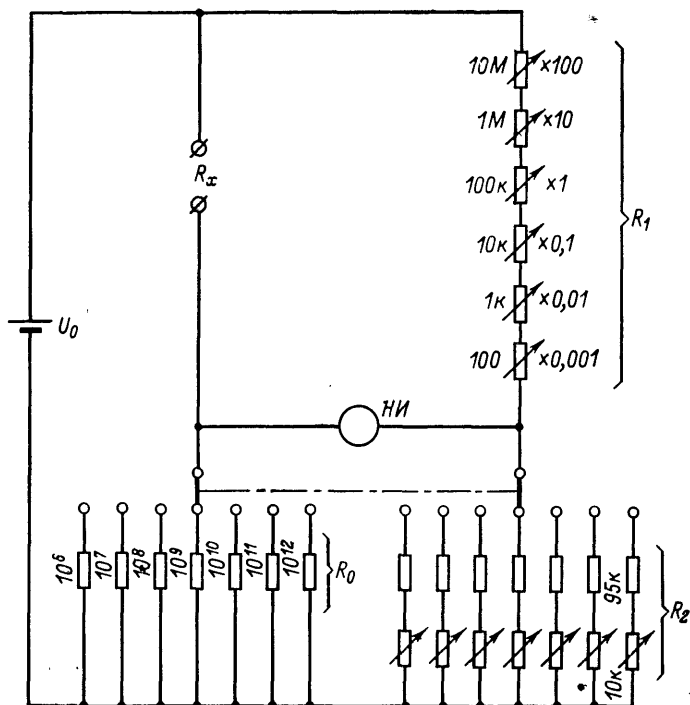


Рис. 14-16. Схема моста модели 515 фирмы Keithley.

$R_0=10^8$  Ом сначала резистор  $10^7$  Ом измеряется при  $R_0=10^6$  Ом, показания фиксируются на указателях  $R_1$ , после чего вместо  $R_0=10^6$  Ом включается  $R_0=10^8$  Ом, одновременно подключается соответствующий резистор  $R_2$ , а показания плеча  $R_1$  уменьшаются в 100 раз. В этом режиме с помощью  $R_2$  устанавливаются правильные показания моста. Далее те же операции проделываются для резисторов  $10^9$ ,  $10^{10}$ ,  $10^{11}$  и  $10^{12}$  Ом. Наличие системы последовательной калибровки позволяет использовать в качестве встроенных мер непроволочные высокоомные резисторы и работать при очень больших отношениях  $R_x/R_0$ , сохраняя высокую чувствительность моста (табл. 14-5). Электрометрический нуль-индикатор моста 515 выполнен на динамическом конденсаторе и имеет входное сопротивление более  $10^{14}$  Ом, порог чувствительности по напряжению 0,2 мВ и по току  $2 \cdot 10^{-16}$  А.

## е) Цифровые измерители

В последние годы начато серийное производство цифровых измерителей больших сопротивлений. Они выполняются по схеме делителя на базе ЭМУ с параллельной ООС. Выходное напряжение ЭМУ измеряется в цифровой форме. Оно обратно пропорционально  $R_x$ , и отсчет ведется в единицах проводимости. Точность таких приборов невысока, а область применения примерно та же, что у обычных тераомметров. Цифровые измерители со-

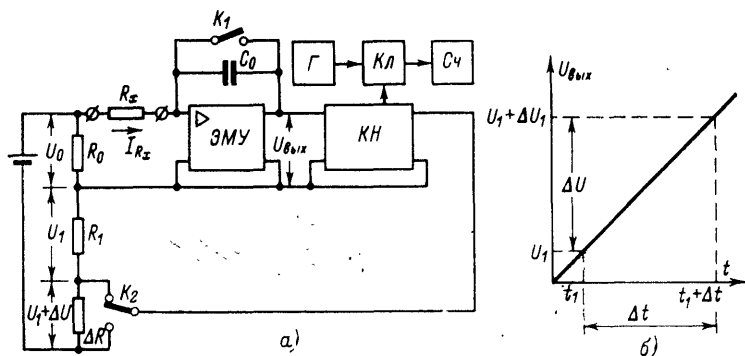


Рис. 14-17. Схема автоматического измерителя больших сопротивлений с конденсатором (а) и временная диаграмма его работы (б).

противлений с конденсатором обеспечивают гораздо большую точность [Л. 14-92, 14-116, 14-117]. В них измеряется время, за которое конденсатор заряжается измеряемым током через объект до определенного уровня (рис. 14-17, а). Перед началом измерений ключ  $K_1$  замкнут и через  $R_x$  протекает ток  $I_{R_x} = U_0/R_x$ .

Ключ  $K_2$  находится в верхнем положении. Если коэффициент усиления ЭМУ велик и напряжение на его входе близко к нулю, то при размыкании ключа  $K_1$  ток через  $R_x$  сохранит прежнее значение. Он заряжает конденсатор  $C_0$  и создает на выходе ЭМУ напряжение

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{I_{R_x} t}{C_0} = \frac{U_0 t}{R_x C_0}.$$

Это напряжение подается на вход компаратора напряжений КН, на другой вход компаратора [Л. 14-37] подается напряжение  $U_1$ . В момент  $t_1$ , когда  $U_{\text{вых}}$  станет

равным  $U_1$  ( $t_1$  на рис. 14-17,б), компаратор сработает и откроет электронный ключ  $K_1$  между выходом генератора импульсов стандартной частоты  $\Gamma$  и входом электронного счетчика импульсов  $C_1$ . Счетчик начнет считать импульсы, поступающие от генератора.

Затем ключ  $K_2$  перебрасывается в нижнее положение и на вход компаратора подается напряжение  $U_1 + \Delta U$ . В момент  $t_1 + \Delta t$ , когда напряжение  $U_{\text{вых}}$  достигнет уровня  $U_1 + \Delta U$ , компаратор срабатывает вторично и размыкает ключ  $K_1$ , прекращая поступление импульсов на счетчик. Количество отсчитанных счетчиком импульсов равно  $N = \Delta t f_N$ , где  $f_N$  — частота импульсов на выходе генератора  $\Gamma$ . Поскольку

$$\Delta t = R_x C_0 \Delta U / U_0 \text{ а } \Delta U / U_0 = \Delta R / R_0,$$

то

$$N = R_x f_N C_0 \Delta R / R_0,$$

т. е. показания счетчика прямо пропорциональны измеряемому сопротивлению. Параметры  $f_N$ ,  $C_0$ ,  $\Delta R$ ,  $R$  могут быть выполнены и определены с высокой точностью, что

Таблица 14-6

**Погрешность цифрового измерителя больших сопротивлений ВНИИФТРИ, %**

$U_0, \text{ В}$	$R_x, \text{ Ом}$								
	$10^7$	$10^8$	$10^9$	$10^{10}$	$10^{11}$	$10^{12}$	$10^{13}$	$10^{14}$	$10^{15}$
1	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,15	1,5	—	—
10	—	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,15	1,5	—
100	—	—	0,01	0,01	0,02	0,02	0,03	0,15	1,5

Примечание. Указана погрешность единичного показания с вероятностью 0,997; составляющая погрешности, обусловленная дискретностью отсчета ( $\pm$  знак), во всех случаях опущена.

предопределяет высокую точность прибора в целом. Прямое влияние на точность оказывает порог чувствительности компаратора. Предельные возможности таких измерителей определяются собственными помехами ЭМУ.

В цифровом измерителе сопротивлений ВНИИФТРИ, выполненном на этом принципе [Л. 14-38], реализована высокая точность измерений (табл. 14-6). Увеличение погрешности на верхних пределах измерений обуслови-

вается влиянием паразитного тока электрометрической лампы на входе ЭМУ. Она может быть снижена проведением измерений при двух полярностях испытательного напряжения  $U_0$  и усреднением результатов многократных измерений. Для юстировки и аттестации такого измерителя в нем предусмотрены элементы регулировки, позволяющие изменять коэффициент преобразования устройства так, чтобы имелась возможность определения  $R_x$ , на порядок отличающихся от номинального предела измерения. Элементы регулировки выбираются из условия, чтобы изменение коэффициента преобразования не зависело от переключения элементов, определяющих предел измерения устройства. Значение относительного изменения коэффициента преобразования определяется на соответствующем пределе при помощи двух образцовых мер ( $10^7$ — $10^8$  или  $10^8$ — $10^9$  Ом). Юстировка и аттестация пределов измерения, не обеспеченных мерами требуемой точности, осуществляются при помощи композиционных резисторов.

#### ж) Образцовые установки

В диапазоне сопротивлений до  $10^{10}$ — $10^{12}$  Ом в качестве образцовых установок высшей точности нередко используются мостовые. Мостовая установка Национального бюро стандартов США [Л. 14-84] имеет верхний предел  $10^{12}$  Ом при погрешности 0,5%. Мостовая установка метрологической службы ФРГ [Л. 14-64] при измерительном напряжении 100 В имеет погрешность 0,05% при измерении сопротивлений  $10^{10}$ — $10^{11}$  Ом; 0,1% при  $10^{12}$ — $10^{13}$  Ом; 0,2% при  $10^{14}$  Ом и 0,5% при  $10^{15}$  Ом. В Национальном исследовательском совете Канады мостовая установка используется для измерения сопротивлений до  $10^{10}$  Ом с погрешностью менее 0,01% [Л. 14-72]. Мостовая установка Национальной физической лаборатории Англии [Л. 14-118] позволяет измерять сопротивления до  $10^{14}$  Ом с погрешностью 0,01% до  $10^{10}$  Ом и 1% для больших сопротивлений. Время установления показаний электрометрического нуль-индикатора с динамическим конденсатором при измерении сопротивлений  $10^{14}$  Ом составляет 15 мин. В нашей стране тоже используются образцовые установки такого рода [Л. 14-4, 14-49]. Последняя из них типа УПМС-4 имеет диапазон  $10^5$ — $10^{10}$  Ом при погрешности 0,001—0,05%. В нее входят мост-компаратор с защитной ветвью, образцовый мага-

зин сопротивлений, гальванометр с УПТ и регулируемый источник питания.

Для измерения сопротивлений до  $10^{12}$ — $10^{14}$  Ом в Национальном бюро стандартов США [Л. 14-84, 14-100] и во ВНИИМ используется метод с источником тока на переменной емкости (см. § 14-1). В установках ВНИИМ типов УБС-1 и УБС-2 [Л. 14-45, 14-48, 14-49] используются переменные воздушные конденсаторы на 1800; 180; 20 и 4 пФ, выполненные по трехзажимной схеме. Изменение емкости определяется с погрешностью 0,01% по отсчетному устройству с нониусной шкалой. Нулевым указателем служит струнный электрометр СЭ-2 с чувствительностью 200 делений/В и входной емкостью 3—5 пФ. В установке, созданной в НБС [Л. 14-100], нуль-индикатором является ЭМУ с динамическим конденсатором. Установки УБС-1 и УБС-2 измеряют сопротивления  $10^9$ — $10^{12}$  Ом с погрешностью 0,2—1% при напряжениях не ниже 20 В. Аппаратура с источниками тока используется в качестве исходной в органах метрологической службы ФРГ [Л. 14-64]. При напряжении 100 В она позволяет измерять сопротивления  $10^{10}$ — $10^{14}$  Ом с погрешностью 0,3%, сопротивления  $10^{15}$  Ом с погрешностью 0,5% и  $10^{16}$  Ом с погрешностью 1,5%.

В последние годы в качестве исходных образцовых установок применяют цифровые измерители с интегрирующим ЭМУ. В Национальном исследовательском совете Канады [Л. 14-72, 14-116, 14-117] этим методом обеспечивается измерение сопротивлений до  $10^{14}$  Ом с погрешностью менее 0,03%. Аналогичная установка используется в качестве исходного образцового измерителя во ВНИИФТРИ (см. выше). Результаты исследования этой техники позволяют ставить задачу [Л. 14-72] измерения сопротивлений до  $10^{15}$  Ом с погрешностью 0,01%.

### 14-3. ПОВЕРКА ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ВЕСЬМА БОЛЬШИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

#### а) Общие замечания

Вопросы поверки измерителей больших сопротивлений являются в электрометрии одними из наиболее сложных и запутанных. В настоящее время они еще не получили окончательного решения и серийно выпускаемые тераомметры, высокоомные мосты и другие электрометрические измерители сопротивлений в большинстве случаев не обеспечены методами и средствами поверки. Среди причин такого положения можно отметить две. Во-первых, резистивные ме-



ры больших сопротивлений, необходимые для таких проверок, могут быть реализованы лишь в ограниченном диапазоне—не более  $10^{13}$ — $10^{14}$  Ом. При больших сопротивлениях приходится изыскивать другие способы проверки. Во-вторых, изготовители электрометрической аппаратуры для измерения больших сопротивлений по тем или иным причинам (в основном из-за неизученности рынков сбыта) не дают четких определений характеристик объектов, для работы с которыми предназначена аппаратура, что в конечном итоге приводит к затруднениям при формулировании требований к поверочным средствам. Поясним сказанное подробнее.

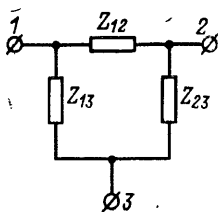


Рис. 14-18. Схема замещения трехзажимного резистивного объекта.

В настоящее время характеристики серийных приборов для измерения больших сопротивлений нормируются обычно таким образом, как будто контролируемый объект всегда является двухзажимным. Высокоомные резисторы, являющиеся наиболее характерным примером двухзажимного резистивного объекта, однако не исчерпывают всего практического многообразия резистивных объектов. При измерении удельных сопротивлений обязательно используются защитные электроды, т. е. имеет место трехзажимный объект. Такой объект может быть охарактеризован П-образной схемой замещения (рис. 14-18), где  $Z_{12}$ ,  $Z_{13}$  и  $Z_{23}$  — полные сопротивления, имеющие в общем случае и резистивную и емкостную составляющие проводимости. В частности, при измерении объемных сопротивлений (см. § 14-2) сопротивление  $Z_{13}$  представлено уткой с высоковольтного электрода на охранный,  $Z_{23}$  — уткой с измерительного электрода на охранный, а  $Z_{12}$  — измеряемым сопротивлением. Сопротивления  $Z_{13}$  и  $Z_{23}$  могут оказывать влияние на работу измерителя больших сопротивлений. При использовании тераомметра  $Z_{13}$  нагружает источник питания тераомметра, а  $Z_{23}$  шунтирует вход ЭМУ тераомметра.

Аналогичные нежелательные влияния сопротивления  $Z_{13}$  и  $Z_{23}$  будут оказывать и на работу высокоомных мостов, да и вообще любых измерителей больших сопротивлений. Поэтому при нормировании свойств измерителей правильно было бы указывать не только возможный диапазон изменений  $Z_{12}$  (основная характеристика прибора), но и допустимые диапазоны изменений  $Z_{13}$  и  $Z_{23}$ . Последнее, как уже указывалось, не делается, и измерители больших сопротивлений по этим параметрам не проверяются.

То обстоятельство, что для измерителей больших сопротивлений допустимые значения  $Z_{13}$  и  $Z_{23}$  не нормируются, создает трудности и при проектировании методов и средств их проверки. Дело в том, что многие из предложенных к настоящему времени устройств для проверки электрометрических измерителей больших сопротивлений также характеризуются трехзажимной П-образной схемой замещения, т. е. параметрами  $Z_{12}$ ,  $Z_{13}$  и  $Z_{23}$ . Естественно, что при этом важно знать, являются ли получаемые в поверочном устройстве значения  $Z_{13}$  и  $Z_{23}$  допустимыми для того или иного измерительного прибора. При существующем подходе к нормированию характеристик измерителей больших сопротивлений этого сделать, к сожалению, нельзя.

## б) Поэлементная и полуконплектная поверки

Ввиду отсутствия необходимых мер нередко прибегают к поэлементной поверке измерителей больших сопротивлений. При этом самостоятельно определяются характеристики всех основных элементов прибора, оказывающие влияние на его измерительные свойства. Например, для поэлементной поверки тераомметра необходимо определить характеристики встроенного источника испытательного напряжения, электрометрического измерителя напряжений и измерительных резисторов. Недостатки поэлементного метода, особенно при массовых поверках, очевидны. Кроме низкой производительности ему свойственна невысокая надежность; так как при поэлементной поверке необходимо учитывать очень большое количество факторов и даже квалифицированные специалисты не всегда могут сделать это без ошибок.

Более удовлетворительные решения дает так называемая полуконплектная поверка. В частности, тераомметры чаще всего представляют собой сочетание источника испытательных напряжений с электрометрическим измерителем тока, поэтому проверять их можно путем раздельного определения характеристик этих двух блоков, т. е. с помощью измерителя напряжений и источника малых токов. В принципе с помощью образцового источника малых токов можно осуществить и поверку высокоомных мостов [Л. 14-29]. Однако, конечно, полуконплектная поверка с помощью источника малых токов не дает исчерпывающего решения вопроса, так как поверяемый прибор при этом находится в режиме, несколько отличающемся от рабочего. Например, при полуконплектной поверке нельзя выяснить, как отражаются на работе прибора колебания напряжения испытательного источника.

## в) Общие требования к мерам больших сопротивлений

Для того чтобы обеспечить методами и средствами поверки все или по крайней мере подавляющее большинство существующих измерителей больших сопротивлений, необходимо выполнить меру, удовлетворяющую определенным требованиям. Мера должна:

- 1) допускать и иметь самостоятельное нормирование своих метрологических характеристик, которое, в частности, должно позволять находить взаимные влияния меры и поверяемого измерителя при их совместном включении;

- 2) обеспечивать воспроизведение сопротивлений во всем диапазоне рабочих измерительных приборов, т. е. примерно от  $10^8$ — $10^9$  до  $10^{17}$ — $10^{18}$  Ом;

- 3) погрешность меры в указанном диапазоне не должна превышать 0,02—1% с тем, чтобы обеспечить необходимое соотношение точностей меры и поверяемого прибора для всех рабочих приборов, включая высокоомные мосты;

- 4) обеспечивать возможность изменения воспроизводимого ею сопротивления с дискретностью, по крайней мере, в 2—3 меньшей ее основной погрешности (это необходимо, чтобы при отсчете действительного значения воспроизводимого сопротивления, соответствующего установленному показанию поверяемого прибора, не снижать точность отсчета);

5) допускать режим работы, при котором можно определить аддитивные погрешности самой меры и поверяемого измерителя совместно и соответствующей регулировкой поверяемого прибора компенсировать постоянную составляющую этой аддитивной погрешности;

6) обеспечивать конструктивную и, главное, электрическую сочленяемость со всеми поверяемыми измерителями (в частности, значения входного и выходного полных сопротивлений, если мера является трехполюсной, должны лежать в пределах, допустимых для поверяемого прибора);

7) поверка самой меры должна производиться наиболее рациональным с точки зрения точности и производительности методом.

Ниже мы рассмотрим, какие принципы построения мер больших сопротивлений существуют и в какой степени они удовлетворяют сформулированным требованиям.

### г) Меры и магазины больших сопротивлений

Комплектная поверка электрометрических измерителей сопротивлений в диапазоне до  $10^{13}$ — $10^{14}$  Ом обычно осуществляется с помощью мер и магазинов больших сопротивлений. При этом, конечно, прибор поверяется только по основному параметру, а влияние сопротивлений  $Z_{13}$  и  $Z_{23}$  не определяется. Также не определяется и влияние емкостной составляющей сопротивления  $Z_{12}$ .

Согласно [Л. 14-53] по конструкции и способу воспроизведения сопротивления больших номинальных значений можно различать меры трех видов:

1) меры, состоящие из одного резистивного элемента и имеющие три зажима (два вывода от резистивного элемента и один от экрана), т. е. катушки сопротивления;

2) меры, состоящие из  $n$  последовательно включенных резистивных элементов и имеющие  $(n+2)$  зажима (от каждого из элементов и от экрана), т. е. магазины сопротивлений;

3) меры, состоящие из некоторого количества резистивных элементов и основанные на изменении способа их соединения, например с параллельного на последовательное, т. е. переходные меры сопротивлений.

Каждый из этих видов имеет свои особенности, преимущества и недостатки, и все они получили практическое использование. Для защиты от токов утечки в них используется эквипотенциальное экранирование.

Меры со сравнительно небольшими значениями номинальных сопротивлений обычно выполняются как проволочные. Например, во ВНИИМ используются [Л. 14-47] марганциновые меры сопротивлений  $10 \times 10^5$  Ом с погрешностью 0,0003% и  $10 \times 10^6$  Ом с погрешностью 0,001%.

Оригинальные проволочные меры сопротивлений до  $10^9$  Ом разработаны и используются в качестве рабочих эталонов в Национальной физической лаборатории Англии [Л. 14-119]. Они выполнены из четырехкомпонентного сплава, имеющего сопротивление в 3 раза большее, чем марганец, и малый температурный коэффициент сопротивления (примерно  $2 \cdot 10^{-3}$  %/К). Мера  $10^9$  Ом представлена десятью резистивными элементами, выполненными эмалированным проводом диаметром 0,015 мм. Провод наматывается на слюдяные пластины с площадью  $200 \times 60$  мм. Общая длина намотки катушки

с сопротивлением  $10^8$  Ом составляет около 15 км, намотка многослойная. Длительная нестабильность таких мер не превышала единиц пятого знака.

Широко используются микропроволочные меры больших сопротивлений, которые позволяют получить большие номинальные значения сопротивлений, чем при применении обычного манганинового провода. В табл. 14-7 приведены основные технические характеристики микропроволочных катушек большого сопротивления производства кишиневского завода «Микропровод» [Л. 14-27].

Таблица 14-7

**Основные технические характеристики микропроволочных катушек большого сопротивления**

Тип меры	Номинальное значение, Ом	Класс точности	Нестабильность, % в год	Температурный коэффициент, $1/K$	Рабочее напряжение, В
P401	$10^6$	0,05	0,02	$4 \cdot 10^{-5}$	550
P4010	$10^6$	0,02	0,005	$2 \cdot 10^{-5}$	550
P402	$10^7$	0,05	0,02	$4 \cdot 10^{-5}$	550
P4020	$10^7$	0,02	0,005	$2 \cdot 10^{-5}$	550
P406	$10^8$	0,02	0,005	$2 \cdot 10^{-5}$	550
P4030	$10^9$	0,02	0,005	$2 \cdot 10^{-5}$	1000

Требования к аппаратуре такого рода регламентируются ГОСТ 6864-62 «Катушки электрического сопротивления измерительные». В настоящее время уже разработаны измерительные микропроволочные катушки сопротивления класса точности 0,01 с номинальными значениями до  $10^9$  Ом. Предполагается повышение классов точности до 0,002—0,005 и увеличение номиналов до  $10^{10}$ — $10^{11}$  Ом.

Таблица 14-8

**Основные технические характеристики микропроволочных магазинов большого сопротивления**

Тип магазина	Номинальное значение, Ом	Класс точности	Нестабильность, % в год	Рабочее напряжение, В
P403	$10 \times 10^5$	0,05	0,02	200
P4003	$10 \times 10^5$	0,05	0,02	600
P404	$10 \times 10^6$	0,05	0,02	1000
P4004	$10 \times 10^6$	0,05	0,02	300
P405	$10 \times 10^7$	0,05	0,02	1300
P4005	$10 \times 10^7$	0,05	0,02	600
P4002	$10 \times 10^4 - 10 \times 10^7$ (4 декады)	0,05	0,02	300
P400	$10 \times 10^8$	0,2	0,02	2000
P407	$10 \times 10^9$	0,1	0,05	1000

В табл. 14-8 по данным [Л. 14-27] приведены основные технические характеристики микропроволочных магазинов большого сопротивления кишиневского завода «Микропровод». Наибольшее но-

минальное сопротивление, которое может быть получено с помощью таких магазинов, составляет  $10^{10}$  Ом. Требования к аппаратуре такого рода регламентируются ГОСТ 7003-64 «Магазины сопротивлений измерительные».

В последнее время этим же заводом стали выпускаться меры электрического сопротивления, в которых воспроизводимое сопротивление определяется схемой включения входящих в нее резисторов

и может принимать широкий диапазон значений. На рис. 14-19 показана принципиальная схема таких мер. Мера включает в себя 10 резисторов  $R_1$ — $R_{10}$  и имеет 16 внешних винтовых зажимов (не считая зажима  $A$ ,  $B$ ,  $C$  предназначены для соединения меры с внешней электрической цепью). Зажимы 1—13 служат для коммутации резистивных элементов, которая осуществляется с помощью переключателей, обозначенных на рис. 14-19 жирными линиями. Этими переключателями можно набирать самые разнообразные значения меры, в том числе соединять все сопротивления последовательно (в этом случае мера будет иметь наибольшее сопротивление) или параллельно (при этом мера будет иметь наименьшее сопротивление).

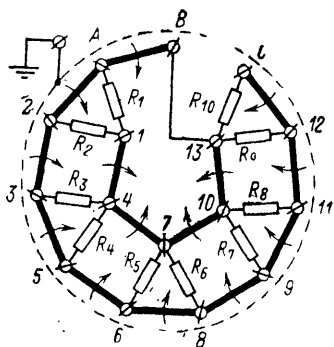


Рис. 14-19. Схема меры большого сопротивления с переключением резисторов.

противление) или параллельно (при этом мера будет иметь наименьшее сопротивление).

Выпускаются четыре типа таких мер сопротивлений: P4080 ( $10 \times 10^5$  Ом), P4081 ( $10 \times 10^6$  Ом), P4082 ( $10 \times 10^7$  Ом) и P4083 ( $10 \times 10^8$  Ом). Основная погрешность передачи значений сопротивления мер P4080, P4081 и P4082 не превышает 0,001%, а для меры P4083 она может составлять 0,005%. При использовании универсальных мер в качестве магазинов сопротивления погрешность составляет 0,1% для меры P4083 и 0,05% для остальных мер.

Для проверки измерителей больших сопротивлений на пределах выше  $10^{10}$  Ом использовать микропроволочные меры сопротивлений пока не представляется возможным (если говорить о прямом воспроизведении сопротивления мерой; возможна еще имитация больших сопротивлений, о чем будет сказано ниже), и для этого обычно пользуются мерами, выполненными на непроволочных резисторах. Такие меры обладают, конечно, гораздо меньшей точностью, чем проволочные, хотя при их изготовлении и применяют ряд специальных мер: старение резисторов, их отбор и др. Однако и точность поверяемых приборов на этих пределах измерения, как правило, невысока, поэтому к мерам особо жестких требований не предъявляется.

Меры больших сопротивлений на непроволочных резисторах используются, в частности, во ВНИИМ. Так, в [Л. 14-47, 14-48] описываются меры типов МБС с номинальными значениями от  $10 \times 10^8$  до  $10 \times 10^{11}$  Ом и меры типа МБСП с номинальными значениями от  $10^8$  до  $10^{14}$  Ом. Все эти меры выполнены на базе резисторов КВМ и имеют годовую нестабильность от 1 до 3%. Продолжение этих работ привело к созданию мер типа МСПГ с номинальными

значениями до  $10^{14}$  Ом [Л. 14-27] при годовой нестабильности, не превышающей долей процента.

Непроволочные меры больших сопротивлений выпускаются за рубежом рядом фирм. Так, фирма Keithley (США) производит декадный магазин сопротивлений модели 5155 [Л. 14-104] на диапазон  $10^8$ — $10^{13}$  Ом с погрешностью 0,2—0,5% и нестабильностью менее 0,1% за 1000 ч. Температурный коэффициент сопротивления составляет для этого магазина 0,1 %/К. Магазины 5155 после аттестации в Национальном бюро стандартов служат исходной образцовой мерой фирмы Keithley, и с их помощью производится поверка серийно выпускаемых измерителей больших сопротивлений.

Фирма Lemouzu (Франция) выпускает [Л. 14-27] для калибровки измерителей весьма больших сопротивлений магазины типа RR, которые содержат семь непроволочных резисторов от  $10^6$  до  $10^{12}$  Ом. При напряжениях на резисторах от 1 до 50 В погрешность такого магазина составляет от 0,3 до 2%; может быть предусмотрен резистор  $10^{13}$  Ом с погрешностью 3—5%. Выпускается также набор мер от  $10^8$  до  $10^{13}$  Ом с погрешностью 1—2%. Сопротивление  $10^{12}$  Ом в таком наборе при измерении напряжения от 1 до 500 В изменяется всего лишь на 3%.

Фирма Morganite Resistors Ltd (Англия) [Л. 14-27] выпускает образцовые резисторы на диапазон сопротивлений от  $10^8$  до  $10^{13}$  Ом, имеющие нестабильность менее 1% в год. Коэффициент напряжения этих резисторов не превышает 0,1 %/В, ТКС не более 0,1 %/К. Габариты каждого образцового резистора  $108 \times 40 \times 2,5$  мм, масса 156 г.

Можно упомянуть также магазины непроволочных сопротивлений фирмы Takeda Ricken (Япония) [Л. 14-27] типа TR-45. Они выпускаются с номинальными значениями от  $10^{11}$  до  $10^{14}$  Ом с погрешностью соответственно от 2 до 10%.

Недостатками высокоомных непроволочных мер и магазинов больших сопротивлений являются сравнительно невысокая точность и невозможность непрерывной регулировки значения меры. Последнее не позволяет производить поверку того или иного прибора полностью, т. е. во всех оцифрованных отметках шкалы.

## **д) Меры больших сопротивлений на базе резистивных схем с активными элементами**

В последние годы для поверки измерителей больших сопротивлений предложено большое количество различных устройств, которые при определенных условиях ведут себя как очень большие сопротивления и поэтому могут быть использованы для поверки электрометрических измерителей сопротивлений. Чаще всего их называют имитаторами больших сопротивлений. Подробное систематизированное изложение принципов построения и свойств таких устройств дано в [Л. 14-29]. Большинство из них, однако, по своим характеристикам довольно сильно отличаются от реальных измерительных объектов и поэтому имеют весьма ограниченные области применения. Лишь незначительная часть устройств для имитации больших сопротивлений может претендовать на использование в качестве универсальных мер больших сопротивлений, т. е. таких, с помощью которых можно осуществлять поверку всех или, по крайней мере, большинства серийно выпускаемых измерителей больших сопротивлений, в том числе и мостов.

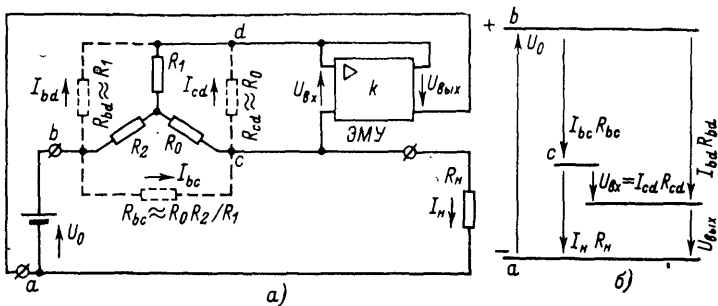


Рис. 14-20. Схема и диаграмма напряжений трехзажимного автоматического имитатора на базе звезды.

Одним из таких устройств является трехзажимный имитатор больших сопротивлений с использованием трехлучевой резистивной схемы и активного элемента, а именно ЭМУ [Л. 14-19]. Схема этого имитатора и ее диаграмма напряжений приведены на рис. 14-20. Основой имитатора является трехлучевая звезда из высокоомных резисторов. Сопротивления эквивалентного этой звезде треугольника, как показано в § 14-1 данной главы, равны соответственно:

$$R_{bc} \approx R_0 R_2 / R_1; \quad R_{bd} \approx R_1; \quad R_{cd} \approx R_0.$$

Первое из этих сопротивлений выбором отношения  $R_2/R_1$  может быть сделано очень большим, оно и имитирует сопротивление, измеряемое тераомметром (на рис. 14-20 источник питания тераомметра обозначен  $U_0$ , а измеритель тока представлен сопротивлением нагрузки  $R_N$ ). Электронметрический усилитель в схеме рис. 14-20 предназначен для поддержания нулевого напряжения на участке  $cd$ . Это необходимо для того, чтобы ток в точку  $c$  поступал только с участка  $bc$  — лишь при этом условии сопротивление на участке  $bc$  не искажается параллельно включенным сопротивлениям участка  $bdc$ . Электронметрический усилитель включен таким образом, что за счет обратной связи потенциалы точек  $c$  и  $d$  поддерживаются все время равными.

Найдем сопротивление  $R_x$ , имитируемое данной схемой между точками  $b$  и  $c$ :

$$R_x = \frac{I_{bc} R_{bc}}{I_N} = \frac{I_{bc}}{I_N} \frac{R_0 R_2}{R_1}.$$

Из системы уравнений

$$I_{bc} = I_{cd} + I_N; \quad I_{cd} = \frac{U_{вх}}{R_{cd}} = \frac{U_{вых}}{k R_0};$$

$$I_N R_N = U_{вых} + U_{вх} = \frac{k+1}{k} U_{вых}$$

находим, что

$$\frac{I_{bc}}{I_N} = 1 + \frac{I_{cd}}{I_N} = 1 + \frac{R_N}{(k+1) R_0}.$$

При  $R_n \ll (k+1)R_0$  это отношение токов равно единице и тогда

$$R_x = R_0 R_2 / R_1.$$

Таким образом, для П-образной схемы замещения такого имитатора больших сопротивлений справедливы соотношения:  $Z_{13} = R_1$ ;  $Z_{12} = R_0 R_2 / R_1$ ;  $Z_{23} \approx \infty$ . Предельные возможности рассматриваемого устройства с точки зрения имитируемого сопротивления определяются уровнем помех ЭМУ по напряжению  $e_n$  и по току  $i_n$ . Нетрудно показать, что ток помех, вызываемый на входе измерителя токов тераомметра помехами ЭМУ, можно найти как

$$i_{cd} = \frac{e_n}{R_0} + i_n$$

При  $e_n = 5 \cdot 10^{-5}$  В;  $R_0 = 10^{12}$  Ом и  $i_n = 5 \cdot 10^{-17}$  А будем иметь  $i_{cd} = 10^{-16}$  А. Некоторые трудности в рассматриваемом имитаторе может вызвать то обстоятельство, что общая точка ЭМУ имитатора соединена с общей точкой тераомметра не непосредственно, а через выходное сопротивление ЭМУ. Это затрудняет борьбу с наводками на вход ЭМУ.

Этот пример показывает широкие возможности устройств рассматриваемого типа. Точностные характеристики таких систем также могут быть высокими — погрешность определяется в основном погрешностью резистора  $R_0$  и помехами ЭМУ. Очень важным положительным свойством такой меры является возможность регулировки имитируемого сопротивления с любой степенью плавности (это осуществляется резисторами  $R_1$  и  $R_2$ ). По-видимому, существуют и другие возможности построения схем с резисторами и активным элементом для имитации больших сопротивлений.

### е) Меры больших сопротивлений на базе емкостного делителя

Другую возможность построения высококачественных имитаторов больших сопротивлений дают схемы с емкостным делителем тока. Простейшая схема этого типа приведена на рис. 14-21. Здесь ток через большое сопротивление  $R_0$ , который в момент, когда напряжение на конденсаторах еще значительно меньше напряжения  $U_0$  тераомметра, равен  $U_0/R_0$ , делится на две части с помощью емкостей  $C_1$  и  $C_2$ . При  $C_1 \ll C_2$  имеем:

$$I_n = \frac{C_1}{C_2} \frac{U_0}{R_0},$$

что эквивалентно включению между зажимами 1 и 2 сопротивления  $R_{12} = R_0 C_2 / C_1$ , которое выбором  $C_1$  и  $C_2$  может быть сделано существенно большим  $R_0$ .

Рассмотренная простейшая схема емкостного имитатора имеет тот недостаток, что время ее правильного функционирования невелико, приведенные соотношения справедливы лишь в начальный после включения момент времени, когда напряжение на конденсаторах еще мало. Для устранения этого недостатка целесообразно использо-

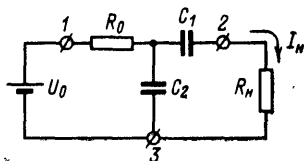


Рис. 14-21. Простейший имитатор больших сопротивлений с емкостным делителем тока.



вать операционные усилители, тогда схема примет вид, показанный на рис. 14-22. По существу в основе этой схемы лежит емкостный источник малых токов с генератором пилообразного напряжения (см. § 3-4), который питается от источника  $U_0$  поверяемого прибора через фазоинвертор на УПТ<sub>1</sub> и резисторах  $r_1$  и  $r_2$ . Последний пре-

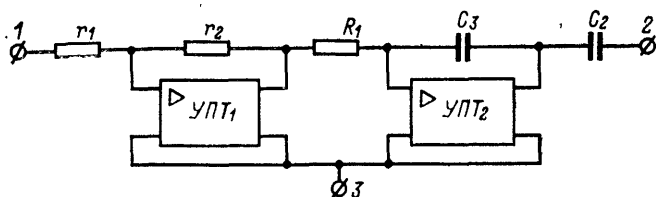


Рис 14-22. Схема емкостного трехполюсного имитатора с интегрирующим усилителем.

дусматривается для того, чтобы обеспечить требуемое направление тока в нагрузке. Имитируемое между зажимами 1 и 2 сопротивление, как нетрудно показать, равно:

$$R_{12} = \frac{r_2}{r_1} \frac{C_3}{C_2} R_1.$$

При  $r_1=r_2$ ,  $C_1=1$  мкФ и  $C_2=10$  пФ имеем  $R_{12}=10^5 \cdot R_1$ , и, таким образом, с помощью микропроволочного резистора  $R_1=10^9$  Ом можно имитировать  $R_{12}=10^{14}$  Ом, а при использовании непроволочного резистора с  $R_1=10^{12}$  Ом — вплоть до  $R_{12}=10^{17}$  Ом. Предельные возможности такой системы ограничиваются только паразитными токами и напряжениями на выходе дифференцирующего конденсатора  $C_2$ . С помощью этой схемы можно обеспечить очень высокие результаты как по диапазону, так и по точности. Эта система в принципе является трехзажимной. Сопротивление  $Z_{13}$  представлено в данном случае резистором  $r_1$ , сопротивление  $Z_{23}$  — емкостью выходного дифференцирующего конденсатора. Такая система может быть использована и для проверки высокоомных мостов.

## ж) Имитаторы ограниченного применения

Рассмотренные выше имитаторы больших сопротивлений (резистивный и емкостный) обладают такими свойствами, которые делают их перспективными для использования при проверке всех видов измерителей больших сопротивлений.

Наряду с такими имитаторами существует большое количество других [Л. 14-29], имеющих гораздо меньшие возможности, которые можно назвать имитаторами ограниченного применения, поскольку они по своим характеристикам не могут быть рекомендованы в качестве универсальных образцовых мер больших сопротивлений. Приведем два примера имитаторов ограниченного применения.

Широкое распространение [Л. 14-27, 14-34, 14-52—14-54, 14-110] получили пассивные имитаторы больших сопротивлений на базе резистивной звезды. Пассивными их можно называть потому, что они не содержат вспомогательных источников питания. Такие имитаторы

могут быть использованы для поверки любых измерителей больших сопротивлений, но чаще всего их используют для поверки высокоомных мостов. Соответствующая схема приведена на рис. 14-23. Сопротивления  $R_{10}$ ,  $R_{20}$ ,  $R_{30}$  в лучах звезды подбираются так, чтобы сопротивление эквивалентного треугольника между точками 1 и 2 было большим — оно имитирует измеряемое сопротивление. Пассивные имитаторы получили практическое применение. В [Л. 14-110] описаны меры сопротивлений до  $10^{14}$  Ом фирмы Bell Telephone Laboratories, выполненные на базе непроволочных резисторов с сопротивлениями до  $10^9$  Ом, включенных в звезду. В низкоомном луче звезды используются металлопленочные резисторы, в высокоомных — специально отобранные угольные пленочные резисторы с нестабильностью менее 0,05% за 5 лет. Коэффициент напряжения для этих резисторов не превышал 0,0002%/В, температурный коэффициент около 0,1—0,15 %/К. Мера  $10^{12}$  Ом имела погрешность менее 0,3%, мера  $10^{14}$  Ом — менее 10%.

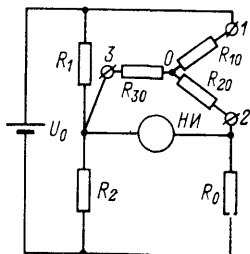


Рис. 14-23. Поверка высокоомного моста с помощью пассивного имитатора на базе резистивной звезды.

На кишиневском заводе «Микропровод» разработана мера сопротивления типа Р4085 [Л. 14-27] по существу представляющая собой пассивный имитатор больших сопротивлений. Согласно техническому описанию с помощью меры можно воспроизводить сопротивление  $10^9$  и  $10^{10}$  Ом с погрешностью 0,05%, а также  $10^{11}$  и  $10^{12}$  Ом с погрешностью соответственно 0,1 и 0,5%. Нестабильность меры не превышает 0,02% в год при двух меньших значениях и 0,03% в год при двух больших значениях. Номинальное напряжение меры не более 500 В.

Основным недостатком таких устройств является то, что они вносят искажения в работу поверяемого прибора. Сопротивление звезды между точками 1 и 3 шунтирует одно из плеч поверяемого моста, а сопротивление между 2 и 3 — нуль-индикатор моста. Последнее приводит к существенному увеличению помех электрометрического нуль-индикатора.

В качестве другого примера имитатора ограниченного применения приведем схему, показанную на рис. 14-24,а [Л. 14-17]. Он состоит из источника, э. д. с. которого  $U_H$  измеряется вольтметром  $V$ , образцового резистора  $R_0 \ll R_x$  и электрометра  $\mathcal{E}$ , измеряющего падение напряжения  $U_{R_0}$  на  $R_0$ .

Напряжение, приложенное к такой цепи при включении ее на зажимы 1 и 2 поверяемого прибора (вместо  $R_x$ ), уравнивается э. д. с.  $U_H$  и падением напряжения  $U_{R_0}$ , т. е. равно  $(U_H + U_{R_0})$ . Ток через эту цепь определяется как  $I_H = U_{R_0}/R_0$ . Следовательно, для поверяемого прибора подключение такой цепи к зажимам 1 и 2 равносильно подключению сопротивления

$$R_x = \frac{U_H + U_{R_0}}{I_H} = \left( \frac{U_H}{U_{R_0}} + 1 \right) R_0 \approx \frac{U_H}{U_{R_0}} R_0.$$

Если  $U_{\text{н}} \gg U_{R_0}$ , то  $R_x \gg R_0$ , т. е. с помощью рассмотренной цепи, располагая мерой с сопротивлением  $R_0$ , можно имитировать подключение к зажимам поверяемого прибора сопротивления  $R_x \gg R_0$ . Итак, цепь по рис. 14-24,а можно рассматривать как активный (он имеет встроенный источник питания) имитатор больших сопротивлений для целей поверки. Факторы, ограничивающие возможности такого имитатора, проще всего рассмотреть с помощью эквивалентной схемы (рис. 14-24,б). Они проистекают из того обстоятельства, что данный имитатор имеет выходное сопротивление, равное  $R_0$  (а не  $R_0 U_{\text{н}} / U_{R_0}$ ). Поэтому вход ЭМУ тераомметра (на рис. 14-24 он представлен сопротивлениями нагрузки  $R_{\text{н}}$ ) шунтирован сопротивлением  $R_0$ , что приводит к увеличению помех ЭМУ. Кроме того, последова-

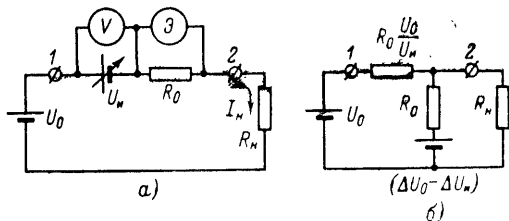


Рис. 14-24. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы простейшего активного имитатора.

тельно с этим сопротивлением включено результирующее напряжение нестабильности источников  $U_0$  и  $U_{\text{н}}$ , равное  $\Delta U_0 - \Delta U_{\text{н}}$ , что также приводит к существенному увеличению помех в режиме поверки по сравнению с рабочим режимом. Таким образом, и в этом случае имитатор плохо воспроизводит свойства реальных резистивных объектов и не может использоваться в качестве универсальной образцовой меры.

## Глава пятнадцатая

### ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ПАРАМЕТРОВ ЕМКОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ

#### 15-1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И СВОЙСТВА

##### а) Схемы замещения объектов

Наиболее распространенными примерами высокоомных объектов, для которых необходимо знать зависимость емкости и сопротивления от частоты (или времени) в области инфранизких частот, являются образцы диэлектриков и конденсаторы с диэлектриком. Указанные зависимости обусловлены в них поляризационными

явлениями. Они могут быть описаны с помощью эквивалентной схемы, приведенной на рис. 15-1,а, где  $C_\infty$  — емкость объекта на высоких частотах (при  $f \rightarrow \infty$  или  $t \rightarrow 0$ );  $R_0$  — сопротивление утечки объекта на постоянном токе ( $f \rightarrow 0$ ,  $t \rightarrow \infty$ );  $R_1C_1$ ,  $R_2C_2, \dots, R_iC_i$  — абсорбционные цепочки, характеризующие изменение емкости и сопротивления объекта с изменением частоты или времени.

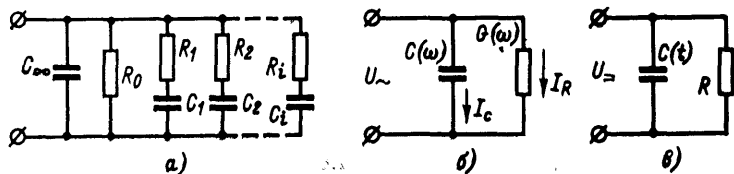


Рис. 15-1. Схемы замещения емкостных объектов.

Емкость  $C_\infty$  характеризует мгновенную поляризацию, сопротивление  $R_0$  — сквозную проводимость, а цепочки  $R_iC_i$  — медленно устанавливающуюся поляризацию объекта. С увеличением порядкового номера цепочки их постоянные времени растут. Чем меньше частоты, для которых необходимо описать поведение объекта (или чем больше время), тем большее количество абсорбционных цепочек входит в схему замещения.

Если схему на рис. 15-1,а привести к обычной схеме замещения емкостного объекта, представленной параллельным соединением емкости и проводимости (рис. 15-1,б), то емкость и проводимость такой схемы зависят от частоты, а именно:

$$C(\omega) = C_\infty + \sum_{i=1}^n C_i \frac{1}{1 + \omega^2 T_i^2}; \quad (15-1)$$

$$G(\omega) = \frac{1}{R_0} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \frac{\omega^2 T_i^2}{1 + \omega^2 T_i^2}, \quad (15-2)$$

где  $T_i = R_iC_i$ .

Ток  $I_R$  совпадает по фазе с напряжением  $U_\sim$ , а  $I_C$  опережает его на  $90^\circ$ .

Чтобы описать поведение во времени объекта, к которому приложено постоянное напряжение, достаточно заменить схему рис. 15-1,а зависящим от времени сопротивлением  $Z(t)$ . Если еще поставить условие, чтобы заряд такой цепи зависел от времени по тому же закону,

что и в исходной схеме (см. рис. 15-1,а), то сопротивление  $Z(t)$  можно разделить на активную и емкостную составляющие (рис. 15-1,б), а именно:

$$C(t) = C_{\infty} + \sum_{i=1}^n \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{T_i}\right) \right]; \quad (15-3)$$

$$R = R_0. \quad (15-4)$$

И ток и заряд в такой схеме будут зависеть от времени так же, как в схеме на рис. 15-1,а.

### б) Требования к методам измерений

Согласно рис. 15-1,а и уравнениям (15-1)—(15-4) для того, чтобы найти  $C_{\infty}$ ,  $R_0$ ,  $C_i$ ,  $R_i$  объекта, описываемого с помощью  $n$  абсорбционных цепочек, необходимо измерить  $2(n+1)$  точек на частотной или временной характеристике объекта. Первая определяется нахождением  $S(\omega)$  и  $G(\omega)$  в интересующем диапазоне частот, вторая — нахождением тока  $I(t)$  через объект после подключения его к источнику постоянного напряжения. Поскольку обычно схема замещения объекта и количество абсорбционных цепочек в ней априори неизвестны, наиболее полную информацию об объекте дает его полная частотная или временная характеристика. Чем больше диапазон частот, в котором производятся измерения  $S(\omega)$  и  $G(\omega)$ , или время измерения, тем полнее информация об объекте.

Погрешность измерителей параметров емкостных объектов должна мало зависеть от частоты или времени. Надо обеспечивать неизменность показаний на разных частотах или малый временной дрейф. Время такого рода измерений обычно определяется длительностью контролируемых процессов. Минимальным оно получается при регистрации временных характеристик. При измерении частотных характеристик, например, мостовыми методами время измерения может существенно превышать минимально возможное за счет того, что процесс уравновешивания моста требует нескольких измерений в одной точке.

### в) Упрощенные методы постоянного тока

Такие методы применяются для грубой оценки объектов, например для заключения о качестве изоляции готовых изделий. Так, по рекомендации № 43 Американской

организации электриков (АИЕЕ) качество изоляции оценивается коэффициентом поляризации  $N$ , равным отношению суммарных токов через диэлектрик спустя 1 и 10 мин после включения напряжения. Если  $N=3$ , то это означает, что изоляция сухая. Если  $N$  незначительно превышает 1, то изоляция влажная либо загрязненная. Некоторое представление о качестве и состоянии изоляции можно составить и по характеристикам разряда изоляции, например по токам изоляции сразу же после отсоединения напряжения и закорачивании образца и через 50 с после этой процедуры.

Такого рода испытания не позволяют сделать однозначное заключение о свойствах изоляции, так как происходящие процессы сложны и зависят от многих параметров, но тем не менее дают основание для некоторых суждений. Имеется специализированная серийная аппаратура для измерений абсорбционных характеристик изоляции электротехнического оборудования. Один из таких приборов [Л. 15-11, 15-12] позволяет определять зарядные и разрядные характеристики изоляции, для чего в приборе предусмотрен секундомер. В приборе используется УПТ на варикапах.

Упрощенными методами пользуются и при исследовании диэлектриков. Принято считать, что для большинства твердых диэлектриков характер спадания тока через образец во времени описывается формулой Кюри

$$I(t) = at^{-n},$$

где  $a$  и  $n$  — постоянные;  $t$  — промежуток времени между включением напряжения и измерением тока. Для некоторых диэлектриков более правильной является формула

$$I(t) = \tilde{a}(t+t_0)^{-n},$$

где  $t_0$  — постоянная.

В теории диэлектриков принято также считать, что проводимость, измеренная на частоте  $\omega$ , равна проводимости, измеренной спустя время  $t$  после подачи постоянного напряжения, если  $t\omega = 0,63$ . Это, конечно, весьма приближенные представления. Из уравнений (15-1) — (15-4) можно показать, что такие простые соотношения не соблюдаются даже для простейшего случая одной абсорбционной цепочки.

### г) Измерение абсорбционных характеристик конденсаторов

Для оценки свойств конденсаторов с диэлектриком на постоянном токе пользуются коэффициентом абсорбции, под которым понимают

$$k_a = \frac{\sum C_i}{C_\infty + \sum C_i} \approx \frac{\sum C_i}{C_\infty}.$$

Для измерения коэффициента абсорбции применяют разнообразные методы [Л. 15-8], но наиболее распространен метод заряда — разряда. Сначала конденсатор подключается к источнику постоянного напряжения  $U_0$  на длительное время, чтобы зарядились все емкости  $C_i$ . Затем конденсатор кратковременно закорачивается, емкость  $C_\infty$  разряжается. После этого электрометрическим измерителем определяется напряжение на конденсаторе  $U_C(t)$ . За счет разряда емкостей  $C_i$  на емкость  $C_\infty$  оно нарастает от нуля по закону

$$U_C(t) = \frac{U_0}{C_\infty} \sum_{i=1}^n C_i \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{R_i C_i}\right) \right].$$

При  $t \rightarrow \infty$

$$k_a = \frac{\sum C_i}{C_\infty} = \frac{U_C}{U_0}.$$

Обычно время разряда конденсатора выбирается равным порядка 5 с, а время восстановления — 3—5 мин. Так как эти времена выбраны случайно, то метод не всегда позволяет найти истинное значение коэффициента абсорбции, однако для сравнительных испытаний однотипных конденсаторов он вполне пригоден.

### д) Методы с линейно изменяющимся напряжением

Если к объекту со схемой замещения по рис. 15-1,а приложить линейно изменяющееся напряжение со скоростью изменения  $v$ , то ток через него будет равен:

$$I(t) = v \left\{ C_\infty + \sum_{i=1}^n C_i \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{T_i}\right) \right] \right\} + \frac{vt}{R_0},$$

т. е. его изменения обусловлены наличием абсорбционных цепочек и сопротивлением утечки  $R_0$ . Наиболее удобен этот метод применительно к мостовым схемам

[Л. 15-4]. В этом случае одно плечо моста представлено объектом  $C_x$ , а смежное с ним — параллельным соединением регулируемых конденсатора  $C_0$  и резистора  $R_0$  и остальные два плеча — резисторами  $R_1$  и  $R_2$  (рис. 15-2). Уравновесив мост в начальный период измерения, можно по показаниям электрометрического нуль-индикатора определять зависимость  $C_x(t)$ . Можно также, регулируя  $C_0$ , поддерживать мост в равновесии, тогда  $C_x(t) = C_0(t)$ , а  $R_x = R_0$ . Такой метод, как и все мостовые, позволяет получить высокую точность измерений, а время измерений определяется только длительностью контролируемого процесса.

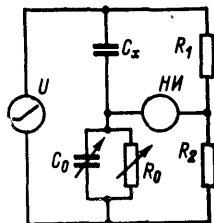


Рис. 15-2. Мост с питанием линейно изменяющимся напряжением.

### е) Методы переменного тока

Для измерения характеристик емкостных образцов на переменном токе инфранизких частот применимы два метода: аналогичный методу делителя на постоянном токе и мостовой.

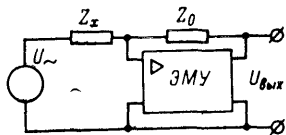


Рис. 15-3. Измеритель параметров емкостных объектов на операционном ЭМУ.

В первом случае (рис. 15-3) используются генератор низкой частоты  $U_{\sim}$  и ЭМУ с параллельной ООС через сопротивление — меру  $Z_0$ . При достаточно большом коэффициенте усиления ЭМУ  $k \gg 1$  имеем  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\sim} Z_0 / Z_x$ . Сопротивление  $Z_0$  может быть представлено резистором или конденса-

тором, в последнем случае можно рассчитывать на более высокую точность измерений. Если, например,

$$Z_0 = R_0 \quad \text{и} \quad Z_x = \frac{R_x}{1 + j\omega R_x C_x},$$

то

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\sim} \frac{R_0}{R_x} (1 + j\omega R_x C_x).$$

Амплитуда  $U_{\text{ВЫХ}}$  связана с амплитудой  $U_{\sim}$  соотношением

$$U_{\text{ВЫХ.макс}} = U_{\sim\text{макс}} \omega C_x R_0 \sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta_x},$$



а фаза  $\operatorname{tg} \varphi = 1/\operatorname{tg} \delta_x = \omega R_x C_x$ . Находя  $U_{\text{вых. макс}}$  и  $\operatorname{tg} \varphi$ , можно определить  $C_x$  и  $R_x$ , а именно:

$$C_x = \frac{U_{\text{вых. макс}}}{U_{\sim \text{ макс}}} \frac{1}{\omega R_0 \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta_x}}; \quad R_x = \frac{\operatorname{tg} \varphi}{\omega C_x}.$$

Погрешность таких измерений определяется точностью задания сопротивления-меры, точностью измерения амплитуды и фазы выходного напряжения, точностью измерения  $U_{\sim}$  и собственными помехами ЭМУ. Время измерений в основном определяется длительностью переходных процессов.

При использовании мостовых методов значения составляющих комплексного сопротивления объекта определяются по значениям сопротивлений в плечах уравновешенного моста. Точность измерений может быть высокой, а время измерений может существенно превышать длительность исследуемых процессов, так как уравновешивание моста производится в несколько приемов.

## 15-2. РАЗНОВИДНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ПАРАМЕТРОВ ЕМКОСТНЫХ ОБЪЕКТОВ

### а) Инфранизкочастотные мосты

В инфранизкочастотных мостах (ИНЧ-мостах) измеряются активная и емкостная составляющие проводимости объекта, и в этом отношении они близки к обычным мостам переменного тока для измерения параметров конденсаторов. С другой стороны, объекты, контролируемые на ИНЧ-мостах, обычно высокоомны, поэтому такие мосты выполняются с соблюдением всех принципов высокоомных мостов постоянного тока (см. § 14-2): высококачественная изоляция, эквипотенциальная защита от токов утечки, применение электрометрического нуля-индикатора. Верхняя граничная частота ИНЧ-мостов выбирается в районе 20—100 Гц с тем, чтобы несколько перекрыть частотный диапазон, охватываемый мостами переменного тока звуковых частот. Нижняя граничная частота может составлять  $10^{-2}$ — $10^{-3}$  Гц и определяется в основном допустимым временем одного измерения.

При создании ИНЧ-мостов приходится решать три специфических задачи, не свойственные обычным высокоомным мостам постоянного тока: связь мста с питающим ИНЧ-генератором, уравновешивание моста по двум

составляющим, обеспечение малого времени измерений. Рассмотрим способы их решения.

Так как один из зажимов нуль-индикаторной диагонали моста всегда заземлен, то выход питающего ИЧ-генератора должен быть незаземленным. Применение развязывающих трансформаторов не дает удовлетворительного решения, так как нижняя частота ограничивает-

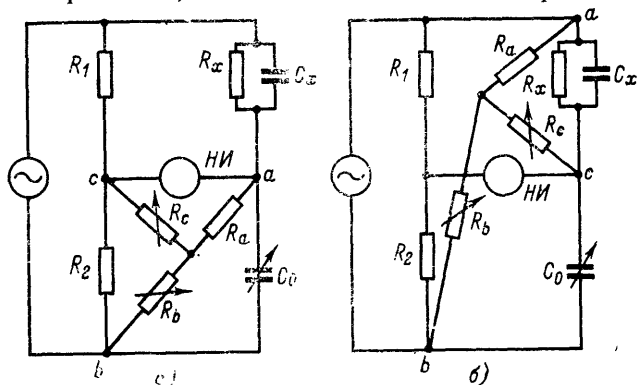


Рис. 15-4. Схемы шестиплечих мостов.

ся в этом случае значением 0,5—1 Гц, а габариты трансформатора получаются значительными. Иногда применяют развязывающие трансформаторы, работающие на высокой частоте (например, 10 кГц), промодулированной низкой рабочей частотой. Напряжение с выхода трансформатора выпрямляется и подается на мост. В этом случае нижняя граничная частота может быть любой, а габариты трансформатора малы, однако в напряжении, подаваемом на мост, может присутствовать постоянная составляющая, что вызывает свои проблемы.

Применение непосредственной связи моста с генератором приводит к тому, что выход генератора или нуль-индикатора оказываются незаземленными, что увеличивает наводки на измерительные цепи, в особенности на частоте сети. Хорошие результаты дает применение генератора с симметричным выходом, особенно если его выходные сопротивления малы (единицы — доли ома). Однако обеспечить требуемую симметрию по амплитуде и фазе в широком диапазоне частот затруднительно. Если же применять дополнительное симметрирование выходов генератора в процессе измерений, то время измерений существенно увеличивается.

Для уравнивания ИЧ-моста по обеим составляющим проводимости можно использовать в плече сравнения регулируемую емкость и регулируемое сопротивление. Для уравнивания по емкостной составляющей можно также в плече сравнения использовать конденсатор постоянной емкости, а объект шунтировать конденсатором переменной емкости. Один из этих способов и используется обычно на практике, не вызывая каких-

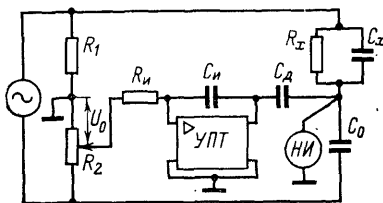


Рис. 15-5. Схема моста с интегратором и дифференциатором.

либо затруднений, кроме необходимости иметь высококачественный конденсатор переменной емкости. С более серьезными проблемами связано уравнивание моста по активной составляющей. Применение в плече сравнения или параллельно объекту регулируемого резистора с сопротивлением  $10^{12}$ — $10^{13}$  Ом затруднительно. Наиболее часто эта задача решается с помощью резистивной звезды. Возможны два варианта ее включения (рис. 15-4). В одном случае (рис. 15-4,а) сопротивление  $R_{bc}$  шунтирует низкоомное плечо  $R_2$ , сопротивление  $R_{ac}$  — нуль-индикатор, а сопротивление  $R_{ab}$  — плечо сравнения, что и позволяет уравнивать мост по активной составляющей. В схеме на рис. 15-4,б сопротивление  $R_{ac}$  шунтирует объект, сопротивление  $R_{bc}$  — плечо сравнения, а  $R_{ac}$  — генератор питания. В обоих случаях легко обеспечивается плавная регулировка высокоомных сопротивлений, имитируемых звездой.

Для уравнивания ИЧ-моста по активной составляющей может быть также использована дополнительная ветвь интегратор — дифференциатор (рис. 15-5). Напряжение  $U_0$  на вход интегратора, представленного УПТ и операционными элементами  $R_{и}$  и  $C_{и}$ , снимается с резистора  $R_2$ , а выходное напряжение дифференцируется конденсатором  $C_{д}$ . Ток через конденсатор  $C_{д}$  равен  $I_2 = U_0 C_{д} / R_{и} C_{и}$ , т. е. совпадает по фазе с  $U_0$  и напряжением питания моста. Это равносильно включению параллельно  $C_0$  сопротивления  $R = R_{и} C_{и} / C_{д}$ . Его можно регулировать изменением  $R_2$  или  $R_{и}$ ,  $C_{и}$ ,  $C_{д}$ . Аналогичные результаты можно получить, если питать дифференцирующий конденсатор от трехфазного генератора напря-

жением, сдвинутым относительно напряжения питания на  $90^\circ$ .

Для уравнивания ИНЧ-моста по активной составляющей можно также шунтировать одно или оба плеча отношения моста регулируемыми конденсаторами (рис. 15-6). Уравнения равновесия в этом случае имеют вид:

$$\operatorname{tg} \delta_x = \omega R_2 C_2; \quad C_x = C_0(1 - \operatorname{tg}^2 \delta_x); \quad R_x = 1/R_2 \omega^2 C_x C_2.$$

Такой способ уравнивания был, в частности, применен в серийном мосте МЛЧ-1В [Л. 15-8] на диапазон частот 0,1—30 Гц.

В ИНЧ-мостах с нижней граничной частотой порядка 0,01—0,1 Гц серьезные проблемы возникают с обеспечением минимального времени измерения. Для проведения каждой операции по уравниванию моста необходимо время, равное по крайней мере 2—3 периодам питающего напряжения, и суммарное время измерения может быть очень большим. Для сокращения времени измерения избегают различного рода симметрирующих ветвей, применяемых в обычных мостах переменного тока. Чтобы облегчить наблюдение за показаниями нуль-индикатора моста, к нему подключают самописец. Резкое сокращение времени дает применение квазиуравненных и неуравненных мостов. В квазиуравненных мостах уравнивание производится только по одной составляющей. В неуравненных мостах уравнивание производится только на одной (высокой) частоте, а частотная зависимость параметров объекта определяется по показаниям нуль-индикатора. Точность квазиуравненных и неуравненных мостов обычно невелика.

В заключение приведем пример ИНЧ-моста [Л. 15-3]. Мост (рис. 15-7) питается от ИНЧ-генератора  $\Gamma$  типа НГКП-3М с заземленным выходом. Электрометрический усилитель, используемый в качестве нуль-индикатора, не имеет точки заземления и питается от аккумуляторного источника. Используется ЭМУ с динамическим конденсатором с нижним пределом измерения по напряжению 1 мВ. Усилитель охвачен последовательной ООС. Сле-

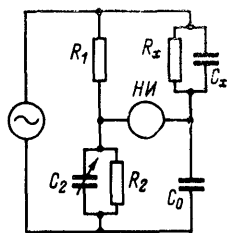


Рис. 15-6. Схема моста с регулируемым конденсатором.

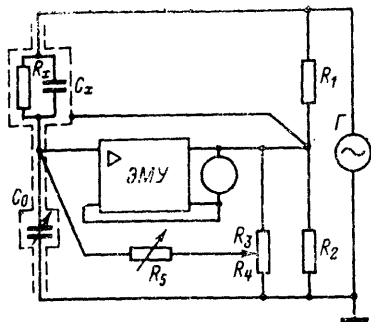


Рис. 15-7. Схема ИНЧ-моста.

дать за его показаниями можно по встроенному прибору или по самопишущему прибору типа Н320 (на рисунке не показан). Мост выполнен равноплечим, т. е.  $R_1 = R_2$ . Равновесие моста достигается при  $C_x = C_0$  и  $R_x = R_0$ . В качестве  $C_0$  используется магазин емкостей, выполненный на базе воздушных конденсаторов. В магазин входят 12 конденсаторов с емкостями 1, 2, 3, 4, 10, 20, 30, 40, 100, 200, 300 и 400 пФ. Кроме того, предусмотрен переменный конденсатор с небольшим пределом регулирования. С помощью магазина можно установить любое значение емкости  $C_0$  в пределах от 1 до 1111 пФ.

Для уравнивания моста по сопротивлению служит звездообразное соединение из трех сопротивлений:  $R_3$ ,  $R_4$  и  $R_5$ . В качестве  $R_3$  и  $R_4$  используется делитель напряжения с замещающими декадами, часть которого образует  $R_3$ , а другая —  $R_4$ . Общее сопротивление делителя  $R_3 + R_4 = 100$  кОм. Сопротивления  $R_3$  и  $R_4$  могут изменяться через 0,1 Ома от 0 до 100 кОм. В качестве  $R_5$  используется набор резисторов с сопротивлением от  $10^6$  до  $10^{10}$  Ом с переключением через декаду. Резисторы  $10^6$ ,  $10^7$ ,  $10^8$  Ом микропроволочные,  $10^9$  и  $10^{10}$  Ом типа КВМ. Соединение  $R_3$ ,  $R_4$  и  $R_5$  позволяет имитировать сопротивление  $R_0$  (параллельно  $C_0$ ) в пределах от  $10^6$  до  $10^{16}$  Ом. Высокоомные плечи моста ( $R_x$ ,  $C_x$ ,  $C_0$ ) экранированы, на экран подан защитный потенциал, снимаемый с делителя  $R_1 - R_2$ .

С помощью моста можно производить измерения в диапазоне частот ниже 1 Гц. При более высоких частотах полоса пропускания ЭМУ с динамическим конденсатором недостаточна, в качестве нуля-индикатора приходится использовать ламповый ЭМУ с осциллографом на выходе. Эти и другие изменения в схеме моста позволяют расширить диапазон его рабочих частот до 100 Гц. Основные технические характеристики моста: диапазон частот 0,01—100 Гц, диаметр образцов диэлектрика 50 мм, толщина образцов 1—5 мм, диапазон измеряемых

емкостей 2—1100 пФ, погрешность измерения емкости 0,5%, диапазон измерения диэлектрической проницаемости 1—100, погрешность измерения диэлектрической проницаемости 1%, диапазон измерения  $\operatorname{tg} \delta_x$  от 1 до  $10^{-4}$ , погрешность измерения  $\operatorname{tg} \delta_x$  не более  $10^{-4} + 0,02 \operatorname{tg} \delta_x$ .

## б) Измерители с операционным усилителем

В измерителях с операционным усилителем (рис. 15-3) полное сопротивление объекта сравнивается с сопротивлением меры и составляющие измеряемого сопротивления определяются по амплитуде и фазе напряжения на выходе ЭМУ. В качестве меры можно использовать высокоомный резистор или конденсатор с малыми утечками. В первом случае обеспечить высокую точность измерений затруднительно. Кроме того, в формулы для определения результатов измерений входит частота, и ее необходимо определять, что нежелательно. Более предпочтительно использовать в качестве меры конденсатор. Его можно включить либо на выходе ИНЧ-генератора, либо в цепь параллельной ООС ЭМУ, соответственно меняется и место включения объекта. Эти варианты включения не равнозначны.

При включении объекта на выходе генератора (рис. 15-8) ЭМУ с конденсатором  $C_0$  представляет идеальный интегратор тока. Если амплитуда тока на входе такого интегратора в момент включения ИНЧ-генератора не равна нулю (это будет иметь место, если в этот момент напряжение генератора не равно максимальному), то на выходе интегратора появляется постоянная составляющая. Ее уровень зависит от начальной фазы напряжения генератора, т. е. может меняться при повторении процесса измерения. Наличие неопределенной постоянной составляющей на выходе ЭМУ затрудняет определение амплитуды выходного напряжения, что ограничивает возможности применения этой схемы.

Если объект  $C_x R_x$  и конденсатор  $C_0$  поменять местами, то указанное явление сохранится, однако его влияние на особенности процесса измерения будет несколько иным. В этом случае постоянная времени интегратора

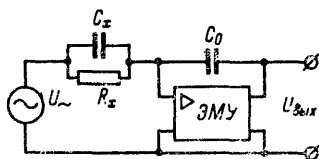


Рис. 15-8. Схема измерителя с операционным ЭМУ.

$R_x C_x$  не столь велика, как в предыдущем, и постоянная составляющая на выходе ЭМУ убывает во времени по экспоненте с постоянной  $R_x C_x$ . В большинстве случаев установившийся режим достигается сравнительно быстро. При такой схеме в установившемся режиме амплитуда и фаза напряжения на выходе ЭМУ равны:

$$U_{\text{вых. макс}} = U_{\text{г. макс}} C_0 / C_x \sqrt{1 + \text{tg}^2 \delta_x}; \quad \text{tg } \varphi = - \text{tg } \delta_x.$$

Погрешность измерения  $C_x$  и  $\text{tg } \delta_x$  определяется точностью измерения  $U_{\text{вых}}$ ,  $U_{\text{г. макс}}$  и  $\text{tg } \varphi$ , а также точностью задания  $C_0$  и собственными помехами ЭМУ.

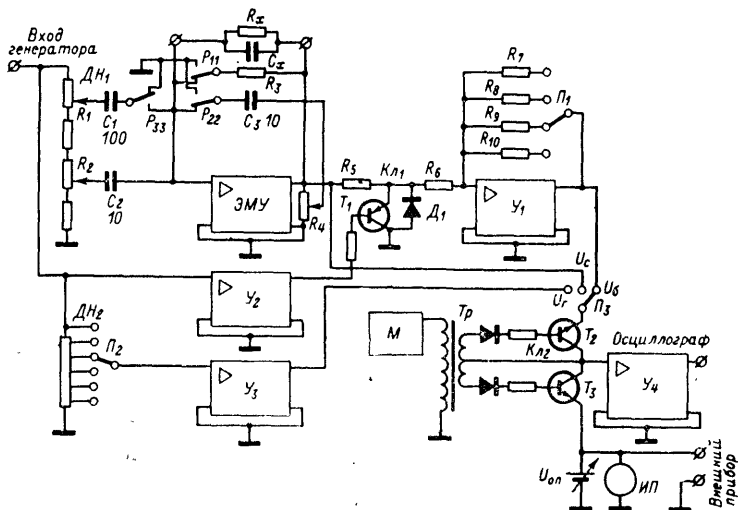


Рис. 15-9. Схема измерителя ВНИИФТРИ.

На рис. 15-9 показана схема измерителя параметров емкостных объектов на инфранизких частотах, разработанная во ВНИИФТРИ И. В. Дзюбенко [Л. 15-5]. Объект включается в цепь ООС ЭМУ. Конденсаторы-меры  $C_1$  и  $C_2$  воздушные с емкостями соответственно 100 и 10 пФ. Компенсация отклонений их емкостей от номинальных осуществляется резисторами  $R_1$  и  $R_2$ , подсоединяется конденсатор  $C_1$  контактом реле  $P_{33}$ . Конденсатор  $C_1$  используется при  $C_x = 100 \div 1000$  пФ, а  $C_2$  при  $C_x = 0 \div 100$  пФ. Электрометрический усилитель выполнен на лампе ЭМ-5 и имеет коэффициент усиления  $10^4$ . Паразитный ток не превышает  $5 \cdot 10^{-15}$  А. Если емкость объекта  $C_x \leq 10$  пФ, то параллельно объекту подключается конденсатор  $C_3 = 10$  пФ, при этом паразитный ток ЭМУ не нарушает функционирование схемы. Отклонение емкости от номинальной компенсируется резистором  $R_4$ . Если требуется уменьшить постоянную времени объекта, то включается резистор  $R_3$ . При отключении конденсаторы  $C_1$ ,  $C_3$  и резистор  $R_3$  заземляются. Для измерения напряжения генератора  $U_{\text{г}}$  и напряжения  $U_{\text{вых}}$  на выходе ЭМУ использован метод

сравнения их с регулируемым постоянным напряжением. Для этого напряжение  $U_r$  через делитель  $ДН_2$  и согласующий усилитель  $У_3$ , а напряжение  $U_{вых}$  непосредственно подаются с помощью переключателя  $П_3$  на вход усилителя  $У_4$ , на выходе которого включен осциллограф, служащий нуль-индикатором. Двухполюсный ключ  $Кл_2$  на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$ , питаемый от мультивибратора  $M$  через трансформатор  $Tr$ , попеременно подключает ко входу усилителя  $У_4$  измеряемое и опорное  $U_{оп}$  напряжения. Регулировкой  $U_{оп}$  на экране осциллографа совмещаются метки, соответствующие  $U_{оп}$ , и метки, соответствующие амплитуде измеряемого напряжения. Отсчет производится по прибору  $ИП$ .

Для измерения угла сдвига фаз вырабатывается напряжение, пропорциональное  $\operatorname{tg} \delta_x$ . Это осуществляется ключом  $Кл_1$ , состоящим из резистора  $R_5$  и транзистора  $T_1$ . Управляется ключ прямым напряжением, синфазным с  $U_r$ , которое формируется усилителем  $У_2$  с большим коэффициентом усиления. Напряжение с выхода ключа подается на усилитель  $У_1$  с коэффициентом усиления, регулируемым резисторами  $R_6—R_{10}$ , после чего измеряется описанным способом.

Погрешность измерения амплитуды напряжений ИНЧ от 0,2 до 6 В не превышает 0,5% при использовании встроенного вольтметра и 0,25% при использовании цифрового вольтметра класса точности 0,1. Прибор позволяет измерять емкости при частотах 0,01—100 Гц в диапазоне 2—1000 пФ с погрешностью 1—2% и  $\delta_x$  в диапазоне  $10^{-3}$ —1 с погрешностью  $(5 \div 10)\% + 10^{-3}$ . Время измерений на частоте 0,01 Гц не превышает 10 мин, снижаясь с увеличением частоты.

## Глава шестнадцатая

# ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ И КОНТАКТНОЙ РАЗНОСТИ ПОТЕНЦИАЛОВ

---

## 16-1. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ

### а) Предварительные замечания

Электрометрические методы измерений очень часто используются при определении параметров электростатических полей. При этом дело сводится к измерению напряжения, тока или заряда. Возможно измерить параметры электростатических полей и без использования электрометрической аппаратуры. Ниже мы рассмотрим вкратце принципы построения и основные особенности измерителей параметров электростатических полей, но сначала остановимся на областях их применения.

### б) Причины образования полей

Наиболее широко встречается задача измерения параметров электростатических полей, возникающих при контактной электризации плохо проводящих материалов в процессе их обработки.



Если привести в соприкосновение поверхности двух тел, то на границе образуется так называемый двойной электрический слой. Он представлен зарядами противоположного знака на соприкасающихся поверхностях. При разделении этих поверхностей образовавшиеся на них заряды остаются и между телами возникает разность потенциалов. Механизм возникновения двойного электрического слоя обсуждается уже почти сто лет (начиная с Гельмгольца), однако единого взгляда на этот вопрос нет.

Контактная электризация зависит от многих причин: от механических и диэлектрических свойств и состояния соприкасающихся поверхностей; трения и давления, которые они оказывают друг на друга; влажности и температуры и др. Поэтому на практике приходится встречаться с весьма широким диапазоном электростатических потенциалов и с разными знаками электростатических зарядов.

## **в) Роль электростатического электричества**

Чаще всего проявления электростатического электричества нежелательны или вредны. Так, при производстве взрывчатых веществ, при производстве, транспортировке и хранении жидких нефтепродуктов, при производстве киноплёнок, в химической промышленности, в угольной промышленности, при транспортировке сыпучих материалов (сахара, зерна, муки, крахмала и т. д.) трубопроводами и при хранении их, а также во многих других случаях технологические процессы неизбежно связаны с трением, перемешиванием, разбрызгиванием и т. п. Возникающие при этом электростатические заряды могут вызвать искру и приводить к взрывам или пожарам. Те же самые явления, хотя может быть не с такими тяжёлыми последствиями, могут иметь место в резиновой, текстильной, кожевенной и бумажной промышленности, при производстве полимерных материалов, в печатном производстве и т. д.

Статические заряды вызывают нарушение технологических процессов — слипание листов, нитей и пр. Они вызывают повышенное пылезасорение в электронной технике и при производстве электроизмерительных приборов, могут служить причиной неправильных показаний электроизмерительных приборов, могут приводить к повышенному браку при производстве транзисторов, вызывают коронные разряды у летящего самолета и тем самым создают помехи радиосвязи, оказывают влияние на движение ракет в космическом пространстве, могут нарушать гигиену больниц, жилищ и производственных помещений и пр.

В последнее время статическое электричество все шире используется и в полезных целях: в электрофотографии, для электростатической записи сигналов на бумаге, в пылеулавливателях при топливных процессах и при кондиционировании воздуха, при очистке жидких топлив, при обогащении руд, при электроокраске и т. п.

## **г) Способы борьбы со статическим электричеством**

В тех случаях, когда проявления электростатической электризации нежелательны или даже недопустимы, борьба с ней ведется разными способами: заземлением объектов, рациональным конструированием помещений и рабочих мест, рациональным выбором параметров технологических процессов (скорости, давления, чистоты материалов и пр.), применением антистатических добавок и антистатических покрытий, увлажнением воздуха с целью уменьшения

поверхностного сопротивления обрабатываемых материалов, применением различного рода ионизаторов воздуха с использованием коронного разряда, электроаэрозольных термоионизаторов и, в особенности, радиоактивных ионизаторов.

#### **д) Особенности измерений**

Во всех случаях, когда приходится иметь дело с нежелательным проявлением электростатического электричества в промышленности, необходимо располагать достаточно надежными средствами контроля электростатических полей. Высокой точности и чувствительности при этом обычно не требуется. Более жесткие требования предъявляются к приборам, используемым при проведении исследований по электризации различных материалов и элементов. Исследуемые объекты при этом могут быть очень разнообразны: жидкости и сыпучие материалы, нити, ткани, синтетические пленки и т. п. в процессе перемотки, поверхности пластмассовых изделий и пр. Соответственно применяемая при таких экспериментах аппаратура также отличается большим разнообразием. Своеобразными объектами, электростатические поля которых необходимо исследовать, являются изделия из электретов. В них, кроме свободных зарядов, имеют место еще и поляризационные заряды, что может накладывать специальные условия на применяемые методы измерений.

Очень широко применяются измерители параметров электростатических полей в метеорологии, а в последнее время и при космических исследованиях.

#### **е) Общие сведения о методах измерения**

Существует большое количество методов для измерения параметров электростатических полей. Выбор того или иного метода зависит от характера контролируемого объекта (твердое тело, жидкость, сыпучие тела, частицы и т. п.), его состояния (движущееся тело или неподвижное), размеров, а также от того, какой параметр, характеризующий электростатическое поле, требуется измерить. Такими параметрами являются потенциал в какой-то точке поля или потенциал объекта, заряд, плотность заряда и напряженность поля. Эти величины чаще всего можно связать друг с другом, например, зная заряд, найти напряженность поля и наоборот. Поэтому нередки случаи, когда аппаратура градуируется не в единицах той величины, которая определяется, а в единицах другой, связанной с нею. Рассмотрим вкратце, какие параметры и какими методами измеряются при определении проявлений статического электричества.

#### **ж) Измерение зарядов**

Довольно часто на практике встречается случай, когда исследование электростатических процессов сводится к измерению суммарного заряда какого-либо объекта. Если этот объект представляет собой изолированное проводящее тело, его заряд может быть найден подсоединением (касанием) к нему обычного электрометрического измерителя, т. е. так, как это делается при измерении зарядов в цепях. В качестве объекта измерения чаще всего при этом выступает цилиндр Фарадея, в который поступают наэлектризованные жидкости, порошки или тела [Л. 16-5]. Иногда необходимо определять заряды отдельных частиц, например при измерениях характери-

стик заряженных частиц (капель дождя, снежинок) в процессе метеорологических исследований. Кроме метода с улавливающим сосудом (цилиндра Фарадея) для этой цели применяются индукционный метод и метод отклонения заряженной частицы в электрическом поле. При индукционном методе с помощью ЭМУ измеряется заряд, наведенный в металлическом кольце при пролете через него контролируемых частиц, что позволяет определить заряд частицы. При методе отклонения (усовершенствованный метод Милликена) контролируемые заряженные частицы перемещаются одновременно и под действием механических сил, а именно силы тяжести или принудительной силы, как это имеет место при протягивании воздуха с контролируемыми частицами через прибор, и под действием искусственно созданного электрического поля. По смещению частиц под действием этих сил судят об их заряде. Смещение частиц можно наблюдать, например, в микроскоп, как это делал Милликен, тогда электрометрическая аппаратура не требуется. Можно собирать исследуемые частицы на коллектор, как это делается в аспирационных счетчиках, тогда создаваемый ими ток измеряется электрометром.

### **з) Измерение потенциалов**

Измерение параметров электростатических полей нередко сводится к измерению электрических потенциалов. В качестве индикаторов потенциала можно использовать искровые разрядники, однако при этом чувствительность и точность измерений низки. Наиболее просто решается задача измерения потенциала какого-либо проводящего тела, в этом случае необходимо использовать электрометр. Утечка по входной цепи электрометра и его входные паразитные токи могут разряжать контролируемый объект, поэтому, если не происходит непрерывного подзаряда объекта, например за счет его электризации, измерения не могут проводиться бесконечно долго. С помощью электрометра можно также определять потенциал поверхности жидкости. Для этого в жидкость опускают плавающий проводящий поплавочек, соединенный с электрометром.

### **и) Зондовые измерители потенциалов**

Проводящие зонды, соединенные с электрометром, используются и для измерения потенциалов в воздухе. Для этого к входу электрометра подсоединяется выносной проводящий зонд в форме шарика или диска, который располагается в контролируемой точке. При внесении зонда в поле на нем наводится электрический заряд и, если этот заряд невелик и, следовательно, не сильно искажает исследуемое поле, то зонд приобретает потенциал контролируемой точки, который и измеряется электрометром. Можно также пользоваться неподвижным зондом, который вначале экранирован от контролируемого поля, а затем экспонируется в нем. Чтобы утечка заряда по входным цепям электрометра не оказывала влияния, необходимо время от времени повторять операцию внесения зонда в поле или его экспонирования.

Наиболее удобен метод зонда там, где имеется изменяющееся электростатическое поле. Например, неподвижный зонд вблизи движущейся наэлектризованной ленты будет непрерывно изменять свой потенциал в зависимости от степени наэлектризованности того или иного участка ленты. Тот же самый результат будет получен, если зонд движется вдоль контролируемого объекта.

Все варианты метода зонда (с внесением зонда, экранированием зонда, перемещением зонда вдоль объекта и перемещением объекта вдоль зонда) базируются на законе электростатической индукции. Все они получили достаточно широкое применение [Л. 16-4].

Следует подчеркнуть, что все приборы с зондом измеряют потенциал, а не напряженность поля и не плотность электростатических зарядов, как это иногда утверждается. В случае, если зонд мал и наведенный на нем заряд не искажает контролируемого поля, то измеряется именно тот потенциал, который имеет данная точка поля. Если зонд искажает первоначальное поле, то измеряемый потенциал будет отличаться от того, который был до внесения зонда, однако предварительными расчетами или экспериментами можно установить поправочный коэффициент.

Зондовые измерители электростатических потенциалов в принципе могут быть выполнены с использованием любого из известных типов электрометрических измерителей напряжения. В литературе можно найти описания большого количества разнообразных измерителей такого рода, в том числе с электростатическими вольтметрами, электростатическими электрометрами, ламповыми вольтметрами и электрометрами, электрометрами на динамическом конденсаторе.

### к) Градуировка зондовых измерителей

На рис. 16-1,а приведена принципиальная схема работы зондового измерителя, где 1 — наэлектризованный объект, имеющий емкость на землю  $C_1$ ; 2 — зонд с емкостью на землю равной  $C_4$ ; 3 — корпус или охранные электроды зонда (заземлены). При приближении зонда к объекту между ними образуется емкость  $C_2$ , которая зависит от расстояния между объектом и зондом. Одновременно возникает также зависящая от расстояния дополнительная емкость  $C_3$  объекта на землю. Соответствующая рассматриваемому случаю эквивалентная схема приведена на рис. 16-1,б, из которой следует, что если объект находится под потенциалом  $U_1$ , то потенциал  $U_2$  на входе электрометра будет равен:

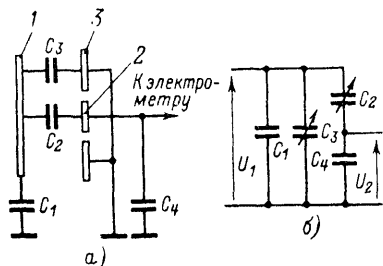


Рис. 16-1. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы градуировки зондового измерителя.

$$U_2 = \frac{U_1 C_2}{C_2 + C_4}. \quad (16-1)$$

Суммарная емкость объекта относительно земли

$$C_{\Sigma} = C_1 + C_3 + \frac{C_2 C_4}{C_2 + C_4},$$

и, следовательно, электрический заряд на объекте

$$Q = U_1 C_{\Sigma} = \frac{C_2 + C_4}{C_{\Sigma}} U_2 \left( C_1 + C_3 + \frac{C_2 C_4}{C_2 + C_4} \right).$$

Если объект изолирован от источников энергии, т. е. его заряд задан, то напряжение на входе электрометра из последнего уравнения находится как

$$U_2 = \frac{C_2 Q}{C_1 C_2 + C_1 C_4 + C_2 C_3 + C_2 C_4 + C_3 C_4}. \quad (16-2)$$

При соблюдении условий  $C_4 \gg C_1$ ,  $C_4 \gg C_3$ ,  $C_2 \gg C_1$ ,  $C_2 \gg C_3$  показания электрометра равны  $U_2 = Q/C_4$  и зависят только от входной емкости электрометра.

Уравнения (16-1) и (16-2) при известных емкостях  $C_1—C_4$  позволяют связать напряжение на входе электрометра с напряжением на объекте, если он находится под заданным потенциалом, или с зарядом на объекте, если он изолирован от земли.

## л) Коллекторные измерители

Недостатком зондовых методов измерения является невозможность длительных непрерывных измерений вследствие утечек по входной цепи прибора. Этот недостаток устраняется в так называемых коллекторных методах измерения потенциала, которые применяются при измерениях потенциалов в атмосфере. Сущность коллекторного метода сводится к увеличению тем или иным способом проводимости воздуха вблизи зонда, в результате чего зонд непрерывно подзаряжается. Известны [Л. 16-5] радиоактивные, коллекторы, пламенные коллекторы, коллекторы с коронным разрядом и т. п. С такими приборами используются электрометрические измерители токов.

## м) Модуляторные измерители электростатических потенциалов

Наиболее удобным и широко распространенным методом измерений потенциалов электростатических полей является метод периодического экранирования приемного электрода. Для этого обычно используется вращающийся (с помощью двигателя) заземленный экран, который периодически закрывает приемный электрод от поля. Напряжение на приемном электроде периодически изменяется от нуля (когда электрод закрыт) до значения потенциала данной точки поля или пропорционального ему, если электрод искажает поле (когда электрод открыт). Это переменное напряжение усиливается усилителем переменного тока и измеряется выходным прибором, который обычно градуируется в единицах напряженности поля. Электрометрическая аппаратура при этом не используется. Заметим, что хотя такие устройства и называют «полемерами» и используют для измерения напряженности полей, по существу они являются измерителями потенциалов, как и зондовые измерители.

Тем не менее, градуировка приборов с периодическим экранированием в единицах напряженности поля вполне правомочна. Действительно, измеряемая по амплитуде переменного сигнала разность потенциалов контролируемой точки и заземленной через корпус экранирующей пластины связана с наводимым на приемном электроде зарядом жестким соотношением  $Q = UC$ , где  $C$  — емкость приемного электрода относительно корпуса представляет для данной конструкции строго фиксированную величину. В свою очередь при заданной площади приемного электрода  $S$  заряд связан с поверхност-

ной плотностью зарядов  $\sigma$  соотношением  $\sigma = Q/S$ , а напряженность поля, таким образом, равна  $E = \epsilon \epsilon_0 \sigma = \epsilon \epsilon_0 UC/S$ , где  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость среды (как правило, воздуха), а  $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$  Ф/м — электрическая постоянная, т. е. при данной конструкции датчика напряженность  $E$  жестко связана с измеряемой разностью потенциалов  $U$ .

Измерители потенциалов с периодически экранируемым приемным электродом получили очень широкое распространение. В силу того, что они являются динамическими, их в отличие от статических измерителей можно использовать для контроля полей сколь угодно долго. Нашел применение и несколько другой вариант динамических измерителей потенциалов, в которых используется не экранируемый чувствительный электрод, а вибрирующий. В одном крайнем положении электрод находится заподлицо с заземленным охранным кольцом и, таким образом, имеет нулевой потенциал, в другом он экранирован в контролируемом поле и приобретает потенциал данной точки поля. Устройства такого рода удобны в тех случаях, когда площадь зонда должна быть мала. В последнее время они используются довольно часто.

## н) Измерители, чувствительные к напряженности

Кроме измерителей электростатических потенциалов применяют также измерители, которые чувствительны к напряженности поля. В первую очередь здесь следует отметить измерители напряженности с сегнетоэлектрическими датчиками.

В них используется то обстоятельство, что диэлектрическая проницаемость материала сегнетозонда зависит от напряженности электрического поля. По принципу действия сегнетоэлектрические датчики напряженности очень близки к сегнетоэлектрическим преобразователям малых постоянных напряжений в переменные. Разница состоит лишь в том, каким способом создается поле. Поэтому для сегнетоэлектрических датчиков поля могут, по-видимому, использоваться те же самые решения, что и для сегнетоэлектрических модуляторов напряжений. На практике, однако, получила применение только одна из возможных схем — на четных гармониках. Рассмотрим их принцип действия на примере датчика, описанного в [Л. 16-7].

Датчик (рис. 16-2) состоит из двух сегнетокерамических пластинок 1 и 2, имеющих значительно большую протяженность в направлении силовых линий измеряемого электрического поля  $E_{-}$ , чем перпендикулярно к нему. Переменное поле  $E_{\sim}$  подается от разделительного трансформатора с помощью электродов, укрепленных на поверхностях пластин, причем если в одной пластине оно направлено встречно измеряемому полю, то в другой — согласно. Таким образом, на одну пластину действует сумма  $E_{-}$  и  $E_{\sim}$ , а на другую — разность. В результате нечетные гармоники, возникающие в одной и другой половинах системы, взаимно уничтожаются, а четные складываются и протекают через нагрузку  $R$ , с которой и

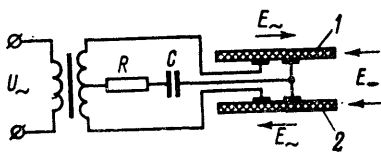


Рис. 16-2. Схема сегнетоэлектрического преобразователя напряженности поля.

снимается выходной сигнал. Причиной возникновения четных гармоник является несимметричность кривой поляризации сегнетокерамики, они растут с увеличением несимметрии условий работы полотинок, т. е. с увеличением измеряемого поля  $E$ . Это позволяет использовать такое устройство для измерения напряженности.

В макете устройства такого типа сегнетокерамические пластинки были изготовлены из температурно-стабильной керамики, применяемой в варикондах ВК4-3. Для экранирования от внешних электрических полей датчик преобразователя был помещен в металлическую трубку. Площадь измерительной поверхности преобразователя составляла около  $0,3 \text{ см}^2$ . Частота возбуждения была выбрана равной  $1 \text{ кГц}$ , для определения второй гармоники в нагрузке  $R$  сигнал с преобразователя поступал на избирательный усилитель, а затем на фазовый детектор. Пределы измерения такого прибора составляли от  $1$  до  $10 \text{ кВ/см}$ , наибольшая чувствительность равнялась  $40 \text{ В}$  на одно деление. Однако стабильность нулевого отсчета оказалась недостаточно высокой.

Другой метод измерения напряженности постоянных электрических полей заключается в определении отклонения вспомогательного электронного луча в контролируемом поле. Например, можно определять напряженность поля, помещая в измеряемое поле зонд, представляющий собой электронную лампу. Внешнее поле складывается с полем внутри лампы, и в результате ток в ней зависит от напряженности внешнего поля. Существенным препятствием к реализации этого метода являются поверхностные заряды на колбе лампы. Практического распространения методы с воздействием измеряемого поля на электронный луч не получили.

## о) Измерители, реагирующие на поверхностную плотность зарядов

Иногда измеряют не напряженность поля, а поверхностную плотность электростатических зарядов. Хотя в литературе часто упоминаются различные приборы для измерения поверхностной плотности зарядов, но большинство из них реагирует не на плотность зарядов, а на создаваемый ими вблизи поверхности потенциал. Плотность же определяется как величина, связанная с потенциалом. Пожалуй, только один из применяемых для этой цели типов приборов можно считать реагирующим именно на плотность зарядов. Это электростатический электрометр, в котором измеряется сила притяжения подвижного электрода к заряженной поверхности. Согласно закону Кулона эта сила определяется зарядом, т. е. при заданной площади подвижного электрода поверхностной плотностью зарядов. Такой прибор описан в [Л. 16-10]. Он имел порог чувствительности на уровне  $25 \text{ нКл/м}^2$ .

Существуют еще индикаторные методы определения поверхностной плотности зарядов. Обычно для этой цели используется смесь порошков сурика и серы. При предварительном перемешивании этой смеси ее составляющие электризуются разноименно — сера заряжается отрицательно, а сурик положительно. Поэтому при посыпании смесью исследуемой поверхности в зависимости от знаков зарядов на ней к различным участкам притягиваются различные компоненты смеси: к положительно заряженным — сера, а к отрицательно заряженным — сурик. В результате получается двухцветная картина, по которой можно определить знаки зарядов на различных участках

исследуемой поверхности и в какой-то мере (по интенсивности картины) поверхностную плотность зарядов. Иногда для этой цели используют смесь кармина, серы и окрашенного в синий цвет лишайника. Получается картина распределения зарядов в красно-синих тонах.

## **п) Специальные случаи измерения электростатических полей и зарядов**

В ряде случаев измерение электростатических зарядов и полей не может быть выполнено теми общепринятыми методами, которые вкратце рассмотрены выше, и приходится прибегать к специальным исполнениям измерителей параметров электростатических полей. Примерами таких частных случаев могут служить измерители вариаций напряженности электростатических полей или измерители напряженности, учитывающие такие помехи, как токи атмосферы или собственная заряженность объекта (самолета, ракеты и т. п.), на котором установлен измеритель. Приборы последнего типа получают довольно широкое распространение.

Наконец, следует еще упомянуть измерение заряда электретов. Поверхностная плотность заряда электрета определяется не только свободными зарядами, как это имеет место в обычных случаях измерения электростатических полей, но и связанными зарядами. Это накладывает на методы измерения зарядов электретов некоторые особенности. Подробное рассмотрение методов измерения зарядов электретов дано в [Л. 16-3 и 16-6].

## **р) Серийные приборы**

Измерители параметров электростатических полей за рубежом выпускаются серийно рядом фирм. Фирма Mundingер (ФРГ) выпускает зондовый измеритель типа EM-1, градуированный в единицах напряженности поля и имеющий пределы измерения (полная шкала) от 50 до 5000 В/см. Прибор рассчитан на расстояние зонда до объекта, равное 2 см, при больших расстояниях можно измерять большие напряженности (до 30 кВ/см). Прибор имеет габариты вместе с зондом 187×98×58 мм, массу 700 г. Питается он от встро-енных батарей.

Выпускаются серийно и зондовые измерители с радиоактивным коллектором. В приборе модели SWE1145 фирмы Sweeney радиоактивным источником служит титанат трития с активностью 200 мкюри, имеющий период полураспада 13 лет. Прибор калибруется по проводящей квадратной пластине, находящейся под потенциалом, и градуируется в единицах этого потенциала. Наименьший предел измерения (полная шкала) составляет 100 В, при этом расстояние до объекта равно 30 см. Наибольшее измеряемое напряжение равно 30 кВ (при расстоянии 180 см). Электрометр выполнен на электрометрической лампе.

## **16-2. ИЗМЕРЕНИЕ КОНТАКТНОЙ РАЗНОСТИ ПОТЕНЦИАЛОВ**

### **а) Ионизационный метод**

Для измерения контактной разности потенциалов (КРП) используется ряд методов, часть из которых связана с применением электрометрических приборов. Сравнительно широко применяется иониза-



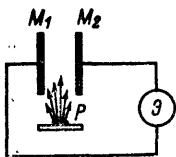


Рис. 16-3. Ионизационный метод измерения КРП.

в обычные способы

использования электрометрической аппаратуры. ционный метод, предложенный в 1896 г. Кенриком, принципиальная схема которого показана на рис. 16-3. Воздушный промежуток между пластинами  $M_1$  и  $M_2$ , КРП которых необходимо измерить, ионизируются с помощью радиоактивного источника  $P$  и электрометром  $\mathcal{E}$  измеряется КРП. Имеются разнообразные практические варианты этого метода. Подробное изложение этих вариантов не входит в наши задачи, поскольку с точки зрения электротехники ионизационный метод измерения КРП не вносит каких-либо корректив

## б) Конденсаторный метод

Наиболее широко для определения КРП применяется так называемый конденсаторный метод, который был известен еще А. Вольта. Его принципиальная схема показана на рис. 16-4. При разомкнутом ключе  $K$  на емкости между пластинами  $M_1$  и  $M_2$ , КРП которых необходимо измерить, накапливается некоторый заряд. Если теперь изменить расстояние между пластинами, то суммарная емкость, на

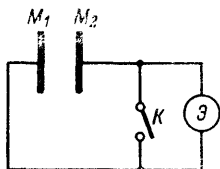


Рис. 16-4. Конденсаторный метод измерения КРП.

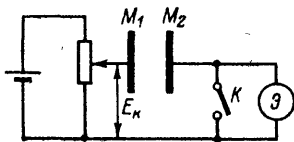


Рис. 16-5. Конденсаторный метод определения КРП с компенсацией.

которой распределен этот заряд, равная сумме емкостей исследуемого промежутка и электрометра, изменится, в результате чего возникает разность потенциалов, которая и будет измерена электрометром.

Усовершенствованный вариант этого метода, предложенный Кельвином, показан на рис. 16-5. В этом случае последовательно с конденсатором, образованным исследуемым промежутком между пластинами  $M_1$ — $M_2$ , включается вспомогательный регулируемый источник питания, напряжение которого можно подобрать так, чтобы оно полностью компенсировало измеряемую КРП. В этом случае при сближении пластин  $M_1$  и  $M_2$  показания электрометра изменяться не будут, так как заряд на исследуемом промежутке будет равен нулю. Компенсационный метод измерения очень удобен и применяется широко.

## в) Метод вибрирующего электрода

В 1932 г. Зисманом было предложено существенное улучшение конденсаторного метода, которое было положено в основу всех последующих разработок в этом направлении. Одна из исследуемых

пластин при этом делается вибрирующей, т. е. емкость между пластинами периодически изменяется, в результате чего на конденсаторе возникает переменное напряжение, пропорциональное измеряемой КРП. Принципиальная схема для этого случая приведена на рис. 16-6. Компенсирующее напряжение  $E_k$  на вибрирующий конденсатор  $C_{в.к}$  подается через добавочный резистор  $R_d$ , сопротивление которого выбирается так, чтобы  $R_d C_{в.к} \gg T$ , где  $T$  — период колебаний  $C_{в.к}$ . Тогда заряд на обкладках  $C_{в.к}$  не будет изменяться в течение одного периода. Переменная составляющая напряжения, возникающая

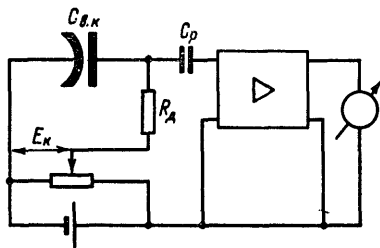


Рис. 16-6. Метод измерения КРП с помощью вибрирующего электрода.

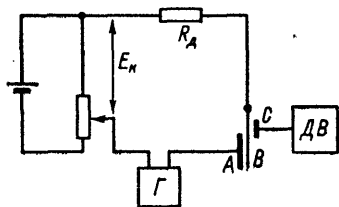


Рис. 16-7. Устройство с электростатическим возбуждением для измерения КРП.

при этом на  $C_{в.к}$ , через разделительный конденсатор  $C_p$  подается на усилитель переменного тока и далее на выходной индикатор. Если показания выходного прибора равны нулю, то это значит, что компенсирующее напряжение равно КРП, откуда и определяется последняя.

### г) Примеры конкретных исполнений

Метод меняющейся емкости, предложенный Зисманом, был положен в основу большого количества установок для определения КРП, причем использовались системы как с вибрирующим, так и с вращающимся электродом. Последние используются сравнительно редко.

Значительно чаще применяются системы с вибрирующим электродом. Однако большинство работ по этому вопросу касается преимущественно либо исполнения датчика применительно к решению различных задач (измерение КРП между двумя жидкостями, измерение в глубоком вакууме, измерение на малых площадях и т. п.), либо получаемых результатов.

В [Л. 16-2] рассмотрен интересный способ определения влияния помех при измерении КРП. Вопрос этот представляется весьма важным. Дело в том, что для результатов измерения КРП, как правило, характерна плохая повторяемость. Вместе с тем, источники погрешностей измерения КРП обычно не рассматриваются, поэтому трудно судить, являются ли расхождения в результатах следствием различных значений КРП или обусловлены искажающими влияниями. В рассматриваемой работе отмечено, что на поверхности изоляторов, неизбежных в конструкции датчика с вибрирующим электродом, могут возникать электрические заряды, которые создают электростатические поля, проявляющиеся практически так же, как и поля, обра-

зованные за счет КРП. Для уменьшения влияния электростатических зарядов рекомендуется максимально возможное уменьшение размеров диэлектрических деталей и такое их размещение, при котором случайные прикосновения к ним в процессе эксплуатации сведены к минимуму.

Для обнаружения наличия мешающего воздействия электростатических зарядов на результаты измерения КРП рекомендуется проводить несколько измерений КРП при различных расстояниях между пластинами конденсатора и различных частотах вибрации подвижной пластины. В случае существования электростатических зарядов на диэлектрических деталях доля количественного воздействия этих зарядов на показания приборов будет зависеть от расстояния между пластинами и частоты. Поэтому, если таких зависимостей не обнаруживается, результаты можно считать достаточно надежными.

Близкая к этой идея, но в более совершенном исполнении, предложена в [Л. 16-9]. При этом предлагается система, в которой обкладки, КРП между которыми определяется, вибрируют сразу на двух частотах, одна из которых составляет около 30, а другая — около 300 Гц. Сигнал на высокой частоте определяется только КРП, поэтому, регулируя компенсирующее напряжение до тех пор, пока амплитудная модуляция не исчезнет, можно точно определить КРП.

Несколько иной, чем обычно, принцип возбуждения датчика с вибрирующей пластиной предложен в [Л. 16-6]. Принципиальная схема для этого случая приведена на рис. 16-7. К исследуемому воздушному промежутку, состоящему из неподвижной пластины  $A$  и подвижной пластины  $B$ , через добавочное сопротивление  $R_d$  приложены компенсирующее напряжение  $E_k$  и переменное напряжение низкой частоты  $U_{\sim}$  от генератора  $G$ . В результате между пластинами возникает сила электростатического притяжения, которая имеет три составляющих:

- постоянную составляющую, пропорциональную разности компенсирующего напряжения и КРП;

- переменную составляющую основной частоты, пропорциональную произведению амплитуды переменного напряжения  $U_{\sim}$  на разность компенсирующего напряжения и КРП;

- переменную составляющую двойной частоты, пропорциональную амплитуде переменного напряжения.

Под влиянием переменных составляющих сил электростатического притяжения пластина  $B$  начинает колебаться, причем для повышения чувствительности генератор  $G$  настраивается на частоту собственных колебаний этой пластины (около 40 Гц). Амплитуда колебаний пластины на частоте генератора, равной собственной частоте пластины, пропорциональна разности компенсирующего напряжения и КРП, поэтому, сделав эту разность равной нулю, получают отсутствие колебаний на этой частоте. Амплитуда колебаний пластины  $B$  фиксируется с помощью датчика амплитуды вибрации  $ДВ$ , имеющего зонд  $C$  (принцип датчика не описывается); на выходе датчика включаются узкополосный фильтр и осциллограф. Порог чувствительности описанной системы составил порядка 10 мВ, при этом отмечено, что порог чувствительности наиболее совершенных систем для измерения КРП доходит до 100 мкВ.

Еще более совершенная система с электростатическим возбуждением для измерения КРП описана в [Л. 16-15]. По принципу действия она аналогична динамическому конденсатору с электростатическим возбуждением. Подвижная мембрана (в данном случае пла-

стинка из слюды, позолоченная с обеих сторон) расположена между двумя неподвижными. Одна из неподвижных пластин образует с подвижной мембраной исследуемый воздушный зазор, а между второй неподвижной пластиной и мембраной приложено переменное напряжение с собственной частотой мембраны (около 4 кГц), чем и осуществляется возбуждение мембраны. Преимуществом такой конструкции перед предыдущей является то, что цепи возбуждения и сигнала разделены, что позволяет получить малый уровень помех от цепи возбуждения. Порог чувствительности в рассматриваемой системе составил менее 1 мВ.

## *Глава семнадцатая*

# **ОСОБЕННОСТИ ПРОИЗВОДСТВА И ЭКСПЛУАТАЦИИ ЭЛЕКТРОМЕТРИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ**

---

## **17-1. ОСОБЕННОСТИ ПРОИЗВОДСТВА**

### **а) Вопросы унификации**

В настоящее время количество видов электрометрической аппаратуры, в которых испытывается потребность на практике, исчисляется многими десятками, а может быть и сотнями. Это объясняется тем, что при измерениях каждого из параметров электрометрического диапазона (напряжений, токов, зарядов, сопротивлений) нужно, во-первых, обеспечить широкий диапазон измерений (обычно 10 порядков и более); при этом может оказаться выгодным в разных участках диапазонов применять различные методы и аппаратуру. Во-вторых, функциональные возможности аппаратуры могут быть существенно различными (быстродействующая, логарифмическая, самопишущая, с дифференциальным входом, с цифровым отсчетом и т. д.). В-третьих, широкий спектр требований может предъявляться по точностным характеристикам и особенно по условиям эксплуатации (лабораторные, производственные, полевые, морские, космические и пр.).

Удовлетворить всем этим требованиям и их возможным сочетаниям с минимальными затратами можно только одним путем — максимальной унификацией методов построения, конструктивных решений и т. п. Для этого есть широкие возможности. Действительно, в подавляющем большинстве электрометрической аппаратуры используются одни и те же основные элементы: ЭМУ, пассивные электрометрические преобразователи (высокоомные резисторы, логарифмирующие элементы, высококачественные конденсаторы), источники малых токов и конструктивные электрометрические элементы (изоляторы, переключатели, реле, кабели). Перечень используемых в такой аппаратуре неэлектрометрических элементов тоже довольно ограничен: источники питания (в том числе опорные), делители, выходные отсчетные устройства. Эти элементы тоже могут быть в значительной степени унифицированы.

Такой подход к выпуску электрометрической аппаратуры уже принят многими передовыми зарубежными фирмами. Например, фирма Keithley (США) выпускает более двух десятков типов таких

приборов и при этом широко использует принципы унификации. В нашей стране пока не найдено удовлетворительных решений в этом вопросе, вследствие чего потребность практики в электрометрической аппаратуре удовлетворяется явно недостаточно.

## **б) Вопросы комплектации**

Многие виды электрометрической аппаратуры применяются в основном для научных исследований и в силу этого являются сравнительно мелкосерийными приборами. Их производство не всегда является выгодным. Для повышения серийности часто прибегают к выпуску универсальной электрометрической аппаратуры, имеющей широкие измерительные возможности.

Другим способом повышения серийности является выпуск широкого ассортимента комплектующих изделий, чем резко расширяются области применения приборов. Среди таких комплектующих изделий, уже имеющих на мировом рынке, можно назвать:

- приставки для измерения рН;
- приставки для измерения э. д. с. Холла в высокоомных образцах;
- зонды для измерения параметров электростатических полей методом наведенного заряда;
- емкостные делители для измерения больших напряжений;
- ионизационные камеры;
- ионизационные датчики параметров электростатических полей;
- ячейки Фарадея;
- пьезоэлектрические датчики;
- различного рода измерительные камеры для измерения удельных сопротивлений твердых, жидких, сыпучих, пастообразных и других материалов, сопротивлений полупроводниковых образцов и пр. (в том числе в широком диапазоне температур);
- кабели для соединения электрометрической аппаратуры с объектом измерения;
- соединительные элементы, позволяющие по желанию отключить измеритель от объекта;
- источники напряжения для испытания резистивных объектов (в том числе высоковольтные).

## **в) Вопросы стандартизации**

Одной из необходимых предпосылок рациональной организации производства и использования электрометрической аппаратуры является правильное решение вопросов стандартизации. При этом можно различать три направления стандартизации:

- сама электрометрическая аппаратура;
- ее узлы и элементы;
- методы ее применения для испытаний электронной техники, материалов и т. п.

К стандартам первой группы можно отнести:

ГОСТ 1845-59. Приборы электроизмерительные. Общие технические условия.

ГОСТ 8038-60 Омметры Технические требования.

ГОСТ 11932-66. Приборы электроизмерительные. Усилители измерительные.

ГОСТ 7165-66 Месты постоянного тока измерительные.

ГОСТ 7003-64. Магазины сопротивления измерительные.

ГОСТ 6864-62. Катушки электрического сопротивления измерительные.

ГОСТ 9763-67. Приборы электронные измерительные. Общие технические условия.

ГОСТ 9781-67. Вольтметры электронные. Технические требования. Сравнительное рассмотрение этих стандартов показывает, что:

1) существующие стандарты не отображают специфических требований к электрометрической аппаратуре;

2) требования стандартов, которые могут быть распространены на электрометрическую аппаратуру, нередко противоречивы.

К стандартам, касающимся элементов и узлов электрометрической аппаратуры, можно отнести:

ГОСТ 11927-66. Вибропреобразователи для электронных усилителей автоматических приборов.

ГОСТ 10686-63. Резисторы постоянные композиционные пленочные.

ГОСТ 10783-64. Конденсаторы пленочные полистирольные.

ГОСТ 11326-65 — ГОСТ 11353-65. Кабели радиочастотные.

Рассмотрение этих стандартов показывает, что

1) большинство из них не учитывает тех требований, которые предъявляются к элементам с точки зрения их использования в электрометрической аппаратуре;

2) подавляющая часть элементов электрометрической аппаратуры не стандартизована.

К третьей группе стандартов, касающейся методов использования электрометрической аппаратуры, можно отнести:

ГОСТ 3223-67. Резисторы постоянные. Методы испытаний.

ГОСТ 6580-63. Конденсаторы электрические постоянной емкости. Методы испытаний.

ГОСТ 3345-52. Кабели, провода, шнуры. Метод измерения электрического сопротивления изоляции.

ГОСТ 8102-63. Лампы электронные маломощные. Метод измерения сопротивления изоляции между электродами, а также между электродами и другими деталями ламп.

ГОСТ 10405-63. Диэлектрики твердые. Пленки из высокомолекулярных соединений. Методы электрических испытаний.

ГОСТ 8092-63. Лампы электронные маломощные. Методы измерения тока сеток, имеющих отрицательный потенциал относительно катода.

ГОСТ 10963-64. Диоды полупроводниковые. Методы измерения постоянного обратного тока.

В большинстве из этих стандартов оговаривается только метод измерения, причем указанные методы не всегда могут быть реализованы ввиду отсутствия соответствующей серийной аппаратуры. Нередко указываются устаревшие методы, например использование гальванометра для измерения сопротивления изоляции.

Проведенное краткое рассмотрение показывает, что стандартизация электрометрической аппаратуры и методов ее применения требует еще серьезной проработки.

## г) Вопросы технологии

Практика производства электрометрической аппаратуры показывает, что несмотря на высокие требования к ней и некоторую экзотичность возникающих при этом вопросов, сложных технологических процессов обычно не требуется. Такая аппаратура изготавливается

в неспециализированных помещениях, термостатирование и кондиционирование помещений не обязательно. Исключение составляют только некоторые элементы электрометрической аппаратуры, например динамические конденсаторы.

## 17-2. ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ

### а) Общие замечания

Первыми электрометрическими приборами были электростатические электрометры, по своему конструктивному исполнению они требовали деликатного обращения при хранении, эксплуатации и ремонте. Волей-неволей приходилось соблюдать правило: чем большая чувствительность реализуется, тем сложнее измерения. С появлением ЭМУ на лампах, динамических конденсаторах и других потребность в соблюдении этого правила перестала быть столь очевидной. Современная электрометрическая аппаратура не чувствительна к перегрузкам и наклонам, ее отсчетные устройства просты, а исполнение в целом не отличается от общепринятого для радиотехнических и электроизмерительных приборов.

Однако достигнутое на современном этапе упрощение эксплуатации электрометрической аппаратуры не может полностью устранить специфики измерений в этом диапазоне. Эта специфика связана с самой сущностью электрометрической аппаратуры, отличительной особенностью которой является наличие предельно малых сигналов в высокоомных цепях. Нарушение правил обращения с такими приборами легко может привести к возрастанию различного рода помех и сильно исказит измерения или даже сделает их невозможными. Во избежание этого при эксплуатации электрометрической аппаратуры следует соблюдать ряд предосторожностей, причем тем в большей степени, чем выше чувствительность выполняемых измерений.

### б) Транспортировка и хранение

При транспортировке и хранении электрометрической аппаратуры следует избегать воздействия на нее низких и высоких температур, иначе возможные необратимые изменения параметров входящих в нее элементов, в особенности непроволочных резисторов. При хранении аппаратура не должна подвергаться воздействию агрессивных паров и газов. Чтобы входные разъемы при хранении не запялялись, их необходимо закрывать защитным колпачком. Такие колпачки чаще всего предусматриваются в комплекте электрометрических приборов. Загрязнение приводит к снижению сопротивления изоляторов и может нарушить правильность функционирования прибора. Не следует касаться руками входных изоляторов, производить пайку оловом вблизи входных разъемов и т. п.

Если загрязнения избежать не удалось, необходимо прочистить или даже промыть изолятор. Это процесс требует известной осторожности. Если промывка выполнена неправильно, она может привести к уменьшению сопротивления изоляции и увеличению паразитных токов. Например, если в спирт, который чаще всего рекомендуется для промывки, попали примеси, то после высыхания спирта они образуют на изоляторе пленку, что вызывает нежелательные и стойкие эффекты.

## в) Влияние влаги

Под воздействием влаги могут изменяться сопротивление и паразитные токи изоляторов, высокоомных резисторов, конденсаторов, электрометрических ламп и т. п. Во избежание этого входные блоки иногда герметизируют, преимущественно в приборах для тяжелых условий эксплуатации (полевые, морские). Если во входном блоке предусмотрен влагопоглотитель, то его надо систематически просушивать или обновлять. Хорошим способом избавиться от накопившейся влаги является выдержка входного блока в вакуумном сушильном шкафу. При этом не следует прибегать к сильным нагревам, так как в приборе могут быть применены материалы, не выдерживающие высоких температур, например, полистирол или элементы, необратимо меняющие параметры под влиянием температуры.

## г) Проверка работоспособности

Перед использованием электрометрической аппаратуры, особенно если она долго не включалась, желательно хотя бы ориентировочно оценить ее состояние. Это можно сделать, определяя сопротивление и паразитный ток изоляторов, поскольку именно на эти параметры оказывают наибольшее воздействие загрязнения и влага. Полезным может оказаться определение дрейфа нуля по напряжению.

При проверке сопротивления изоляции не следует пользоваться стандартными тераомметрами, имеющими большие испытательные напряжения, так как результаты могут сильно зависеть от испытательного напряжения. Кроме того, можно повредить входные элементы прибора, например полевой транзистор. После такой проверки входные изоляторы поляризуются и имеют повышенный паразитный ток в течение длительного времени (до суток). Возможно также осаждение пыли на электрометрические элементы под влиянием высокой напряженности поля. Если в приборе предусматривается режим измерения напряжения, то простым способом оценки сопротивления его изоляции может служить следующий. Сначала прибором измеряется напряжение от низкоомного источника, а затем от того же источника через резистор  $10^{11}$ — $10^{12}$  Ом. Разница в показаниях дает возможность судить о входном сопротивлении измерителя.

## д) Оценка объекта

Особое внимание должно быть обращено на качество исполнения объекта. Среди приобщающихся к работе с электрометрической аппаратурой встречается мнение, что для проведения такого рода экспериментов достаточно выполнить два условия: реализовать исследуемое физическое явление и иметь электрометрическую аппаратуру соответствующего назначения и чувствительности. При этом не учитывается, что при неудачном выполнении объекта паразитные факторы (заряды, токи и т. п.) могут существенно превосходить ожидаемые полезные сигналы. Поэтому предполагаемые источники паразитных факторов в объекте должны подвергаться тщательному изучению и контролю. Выходные изоляторы объекта должны подлежать такому же скрупулезному исполнению и контролю на сопротивление утечки, паразитные токи и т. д., как и входные изоляторы электрометрической аппаратуры.



## е) Соединение с объектом

С этих же позиций следует подходить к сочленению объекта с аппаратурой. Дело осложняется тем, что входные разъемы электрометрической аппаратуры не стандартизованы. Это приводит к ряду неудобств при соединении электрометрической аппаратуры с объектом. Применяется два вида соединения: непосредственное и дистанционное (с помощью кабеля). Для облегчения непосредственного соединения большинство серийных электрометрических измерителей токов и напряжений имеют выносной блок, который может быть удален от основного на 1,5—2 м и больше.

При непосредственном соединении помехи в соединительных узлах могут быть достаточно малыми. Для этого соединительный узел должен быть как можно более простым, иметь качественные изоляторы. Объем и количество изоляторов должны быть минимальными (паразитный ток пропорционален объему изоляторов), а если возможно, лучше обходиться без дополнительных изоляторов, используя изоляторы объекта и прибора. Нежелательно иметь в соединительном узле самодельные коммутационные устройства. Соединение должно быть жестким и надежным, изоляторы не должны нести механических нагрузок. Соединение необходимо экранировать, соединяя экран с корпусами объекта и прибора. При некачественном экранировании неизбежны электростатические наводки. Иногда удобно использовать одну экранирующую камеру для всех элементов измерительной схемы, включая объект, прибор и пр. Магнитные наводки от импульсных полей, например при включении близлежащего паяльника, могут возникать, если в установке образовались замкнутые контуры. Помехи, наводимые в этих контурах, проникают во входные цепи электрометрической аппаратуры. Не исключены и помехи по источникам питания объекта и измерительной аппаратуры. Чтобы избавиться от помех по источникам питания, нередко в электрометрической аппаратуре предусматривают автономное питание.

Непосредственное соединение объекта с аппаратурой не всегда возможно. Например, при измерении токов с помощью ионизационных камер электрометрический блок необходимо располагать вне радиоактивного поля, иначе в нем могут возникнуть дополнительные паразитные токи [Л. 17-5] или произойти необратимые изменения в свойствах изоляторов, высокоомных резисторов и т. д. В этих случаях используют высокоомные кабели. К сожалению, кабели сами служат источником помех (см. § 2-3). Кабель должен быть закреплен жестко, он должен быть по возможности коротким.

## ж) Проведение измерений

При выполнении измерений с помощью электрометрической аппаратуры необходимо учитывать ряд обстоятельств. Во-первых, любое электрическое или механическое воздействие на электрометрические элементы (в основном изоляторы) может вызвать длительное последействие (до суток). После соединения объекта с прибором, когда неизбежны какие-то механические нагрузки и электрические наводки на изоляторы, паразитный ток будет, как правило, большим и достигнет установившегося значения лишь после длительной выдержки системы в стабильном состоянии. Та же картина наблюдается после поляризации изоляторов при электрической перегрузке. Во-вторых, большинство электрометрических приборов в первое время

после включения питания имеет повышенный дрейф. Частично это справедливо и в отношении паразитного тока. Время достижения установившегося режима после включения питания обычно не превышает 1—2 ч.

Из сказанного вытекает основное правило проведения измерений с помощью электрометрической аппаратуры — неторопливость. Оно должно пунктуально выполняться при измерениях с предельной чувствительностью. Желательно, чтобы вся совокупность условий измерений установилась неизменной за несколько часов до измерений. Электрометрическая аппаратура может быть чувствительна даже к небольшому проветриванию комнаты. Конкретные требования к условиям проведения измерений вырабатываются обычно в процессе самих экспериментов. Может оказаться, что реализация нормированных характеристик того или иного прибора затруднена (например, из-за колебаний окружающей температуры, питающих напряжений, наводок и т. д.), а иногда и просто невозможно. Иногда при нормировании характеристик слишком большое внимание уделяется вопросам рекламы в ущерб существу дела, например наиболее чувствительные пределы измерения выбираются соизмеримыми с уровнем дрейфа, не учитывается влияние наводок, микрофонный эффект, нормирование производится для идеальных условий и т. п. Поэтому экспериментатор должен прежде всего сам определить реальные возможности той или иной аппаратуры, не поддаваясь гипотизирующему влиянию инструкций, описаний и пр.

### 3) Ремонт

При ремонте электрометрической аппаратуры необходимо исключить загрязнение электрометрических элементов и повреждение их. Особенно высокая квалификация может потребоваться при ремонте реле, переключателей и т. д.

## 17-3. ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

В предыдущих главах были рассмотрены основные методы проверки различных видов электрометрической аппаратуры: измерителей напряжений, токов, зарядов и сопротивлений. При этом было показано, что наибольшие трудности возникают при создании методов и средств проверки измерителей малых токов и больших сопротивлений, и были намечены пути создания универсальных мер больших сопротивлений, с помощью которых вопросы проверки этих видов рабочих электрометрических измерителей могут быть решены достаточно удовлетворительным образом. К настоящему времени универсальная мера больших сопротивлений на базе емкостного имитатора с электронным интегратором детально исследована [Л. 17-4], выяснены ее особенности и возможности. Следует ожидать, что в ближайшие годы такие универсальные меры на диапазон  $10^8$ — $10^{17}$  Ом с погрешностью на уровне 0,01—1% будут внедрены в поверочную практику.

Этими работами, однако, не исчерпываются все вопросы, которые необходимо решить для реализации полной системы метрологического обеспечения в электрометрическом диапазоне. Необходимо еще создать методы и средства проверки таких универсальных мер, т. е. создать верхние звенья поверочной схемы для электрометрических средств измерения. Для того чтобы наметить пути решения этой

проблемы, обратимся сначала к тому опыту, который накоплен в деле метрологического обеспечения средств измерений постоянного тока в низкоомном диапазоне.

Хранение единицы электрического сопротивления на постоянном токе осуществляется с помощью эталонов и образцовых мер, представленных высокостабильными катушками сопротивления. Передача размера ома от Государственного эталона ома к специальным эталонам и образцовым мерам, с помощью которых реализуется хранение единиц электрического сопротивления в диапазоне до  $10^9$ — $10^{10}$  Ом, выполняется компараторными устройствами. Процесс передачи является многоступенчатым, от эталонов (мер) меньших номиналов к эталонам больших (в 10 раз) номиналов. Основным требованием к компараторным устройствам является малая погрешность передачи единицы с тем, чтобы не уменьшать существенно точность воспроизведения единицы ома на крайнем участке диапазона измерений. Для воспроизведения единицы силы постоянного тока в широком диапазоне используются совместные включения катушек сопротивления и нормальных элементов.

Для того чтобы использовать эти же принципы передачи, хранения и воспроизведения единицы электрического сопротивления в высокоомном диапазоне, необходимо прежде всего создать специальные эталоны электрического сопротивления на значения  $10^{10}$ ,  $10^{11}$ ,  $10^{12}$  Ом . . . . Погрешность таких эталонов должна лежать на уровне 0,001—0,01%, т. е. не должно иметь место резкое изменение метрологических характеристик эталонов при переходе от низкоомного диапазона к высокоомному. Работы по созданию специальных эталонов больших сопротивлений еще только начинаются, поэтому пока можно наметить пути решения этого вопроса лишь в самых общих чертах.

Наилучшей основой для создания эталонов  $10^{10}$  и  $10^{11}$  Ом, а возможно и  $10^{12}$  Ом являются трехполюсные управляемые имитаторы на базе резистивной звезды (см. рис. 14-20) [Л. 17-31]. Их погрешность определяется в основном свойствами микропроволочных резисторов и может лежать примерно на том же уровне, что и для эталонов на базе катушек сопротивления из микропровода. При номинальных значениях  $10^{12}$  Ом и выше на метрологические характеристики управляемых резистивных имитаторов больших сопротивлений начинают существенно влиять собственные помехи входящего в имитатор электрометрического усилителя. Поэтому для создания эталонов на номинальные значения  $10^{12}$  Ом и выше лучше подходят емкостные имитаторы с электронным интегратором (см. рис. 14-22). В этом случае метрологические характеристики в основном определяются свойствами используемых в имитаторе конденсаторов (воздушных и с диэлектриком) и тоже могут быть достаточно высокими. Предельные возможности таких имитаторов при больших воспроизводимых сопротивлениях определяются паразитным током дифференцирующего конденсатора. Если кратковременная нестабильность этого тока равна  $10^{-17}$  А, то с помощью емкостного имитатора можно воспроизводить сопротивления  $10^{17}$  Ом с погрешностью 1% при напряжении 100 В и с погрешностью 10% при напряжении 10 В.

Таким образом, принципиальная возможность создания специальных эталонов весьма больших сопротивлений имеется. Необходимо еще решить вопрос о передаче единицы электрического сопротивления от эталонов с меньшими номиналами к эталонам с боль-

шими номиналами, а также от эталонов к образцовым мерам высшего разряда, например к универсальным мерам больших сопротивлений на основе емкостного имитатора.

Для передачи единицы электрического сопротивления в высокоомный диапазон на эталонном уровне в принципе можно использовать высокоомные мосты-компараторы с включением компарируемых мер сопротивления, отличающихся в 10 раз, в плечи сравнения. От аналогичных устройств, используемых в низкоомном диапазоне, высокоомные мосты-компараторы должны отличаться наличием электрометрического нуля-индикатора с высокой чувствительностью по току, а также тем, что в них необходимо принимать специальные меры для защиты от токов утечки и электростатических наводок и для обеспечения малого времени установления показаний моста. Эти и другие вопросы, связанные с созданием высокоомных мостов-компараторов, пока не исследованы в практическом плане, поэтому система передачи единицы сопротивления в высокоомном диапазоне может быть представлена лишь в самом общем виде.

Для передачи единицы электрического сопротивления от эталонов к универсальным образцовым мерам наилучшим образом, на наш взгляд, подходит цифровой измеритель больших сопротивлений с интегрирующим электрометрическим усилителем (см. § 14-2). Такой измеритель обследован уже достаточно детально и имеет весьма высокие характеристики (см. табл. 14-6), которые, судя по всему, могут быть улучшены как в отношении расширения в сторону больших значений диапазона измеряемых сопротивлений, так и в отношении повышения точности.

В настоящее время, пока исследования по созданию эталонов, больших сопротивлений на базе имитаторов и средств их аттестации еще только начинаются, цифровой измеритель больших сопротивлений на базе интегрирующего электрометрического усилителя может быть использован в качестве верхнего звена поверочной схемы в электрометрическом диапазоне. Предпосылкой к этому является то обстоятельство, что в таком измерителе имеется возможность его самокалибровки. Его калибровка начинается с нижних пределов измерения, и каждый последующий предел измерения калибруется по предыдущему. С этой целью предусмотрена возможность измерения одного и того же сопротивления на разных (соседних) пределах, т. е. при разных и отличающихся в 10 раз значениях емкостей интегрирующих конденсаторов. Изменение коэффициента преобразования измерителя в 10 раз осуществляется делителем в цепи ООС ЭМУ. Откалибровав самый грубый предел измерения (конденсатор 1 мкФ) по образцовому резистору  $10^8$  Ом при нормальном коэффициенте преобразования, можно затем увеличить этот коэффициент в 10 раз и с помощью того же конденсатора 1 мкФ измерить сопротивление резистора  $10^9$  Ом. Затем резистор  $10^9$  Ом используется для калибровки предела измерения с конденсатором 0,1 мкФ при нормальном коэффициенте преобразования, измеряется резистор  $10^{10}$  Ом и т. д.

Для реализации такой методики калибровки нужно иметь высокоточные меры больших сопротивлений только невысоких номиналов, переходные же меры для калибровки чувствительных пределов должны отвечать лишь требованию высокой кратковременной стабильности. Такими переходными мерами могут служить резисторы КВМ, относительная стабильность которых предварительно исследована тем же цифровым измерителем.

Контроль соотношения между коэффициентами преобразования измерителя при нормальной и при измененной в 10 раз глубине ООС ЭМУ производится на одном из наименее чувствительных пределов измерения с помощью двух образцовых мер сопротивления, например  $10^7$  и  $10^8$  Ом или  $10^8$  и  $10^9$  Ом. Значения этих мер должны быть известны с погрешностью не более 0,002%. Найденное таким способом соотношение между коэффициентами преобразования учитывается при калибровке других пределов измерения.

Все эти мероприятия создают основу для того, чтобы обеспечить высокую точность измерения больших сопротивлений в широком диапазоне, что и позволяет использовать цифровой измеритель в качестве верхнего звена поверочной схемы в электрометрическом диапазоне. Таким образом, уже в настоящее время существует возможность для реализации достаточно строгой системы метрологического обеспечения электрометрической аппаратуры. В дальнейшем исследования в этом направлении, естественно, должны быть продолжены с целью создания оптимальной системы метрологического обеспечения, содержащей специальные эталоны и другие необходимые образцовые средства.

## К гл. 1

1-1. Александров В. С., Прянишников В. А. Приборы для измерения малых напряжений и токов. Л., «Энергия», 1971, 184 с.

1-2. Бонч-Бруевич А. М. Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М., «Наука», 1966, 768 с.

1-3. Брагин Ю. А. Прямые измерения концентрации заряженных частиц в стратосфере и мезосфере. — «Космические исследования», 1965, т. 11, № 1, с. 168—172.

1-4. Брагин Ю. А., Кочеев А. А. Прямые исследования распределения пространственных электрических зарядов и полей до 90 км. — «Космические исследования», 1972, № 6, с. 837—900.

1-5. Брагин Ю. А., Кочеев А. А., Брагин О. А. Прямые измерения электрической проводимости и времени релаксации ионизированного воздуха в стратосфере и мезосфере. — «Космические исследования», 1973, № 1, с. 124—129.

1-6. Бызов А. Л. Особенности микроэлектродного отведения биоэлектрических потенциалов. — В кн.: Современные проблемы электрофизических исследований нервной системы. М., 1964, с. 492—567.

1-7. Виноградов В. И., Гринченко В. Т., Пичугин В. В. Помехоустойчивый ионизационный манометр для давления  $10^{-9}$ — $10^{-3}$  тор. — «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 1, с. 167—171.

1-8. Войтинский Е. Я., Прянишников В. А. Применение высокочувствительных усилителей постоянного тока для физиологических целей. Л., «Наука», 1969, 80 с.

1-9. Волин М. Л. Паразитные связи и наводки. М., «Советское радио», 1965, 232 с.

1-10. Георгобиани Т. П. Схема регистрации переменного ионного тока при масс-спектрометрических исследованиях. — «Приборы и техника эксперимента», 1965, № 3, с. 163—166.

1-11. Грибанов Ю. И. Измерения в высокоомных цепях. М.—Л., «Энергия», 1967, 128 с.

1-12. Дементьев Е. П. Элементы общей теории и расчета шумящих линейных цепей. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963, 212 с.

1-13. Илюкович А. М. Методы электрометрических измерений. — В кн.: Вопросы измерения малых постоянных токов и напряжений. М., ЦНИИТЭИПриборостроения, 1970, с. 8—13.

1-14. **Илюкович А. М.** Методы электрометрических измерений.— «Труды метрологических ин-тов СССР», М., Изд-во стандартов 1973, вып. 109(169), с. 5—73.

1-15. **Илюкович А. М.** Электрометрия. Состояние и тенденции развития.— В кн.: Метрология и измерительная техника. (Итоги науки и техники). М., ВИНТИ, 1972, т. 2, с. 147—188.

1-16. **Кочаров Г. Е., Найденов В. О.** Низкофонные газонаполненные счетчики электронов и рентгеновских лучей.— «Приборы и техника эксперимента», 1966, № 3, с. 5—18.

1-17. **Кулаков М. В., Шкатов Е. Ф., Ханберг В. А.** Газовые хроматографы. М., «Энергия», 1968, 128 с.

1-18. **Макаров А. К., Сврдлин В. М.** Приборы для измерения рН. Л., «Энергия», 1970, 92 с.

1-19. **Матвеев В. В., Хазанов Б. И.** Приборы для измерения ионизирующих излучений. М., Атомиздат, 1972, 696 с.

1-20. **Меницкий Д. М.** Усилительная техника в электрофизиологических исследованиях.— В кн.: Современные проблемы электрофизиологических исследований нервной системы. М., 1964, с. 443—472.

1-21. **Прайс В.** Регистрация ядерного излучения. М., Изд-во иностр. лит., 1960, 464 с.

1-22. **Рытов С. М.** Введение в статистическую радиофизику. М., «Наука», 1966, 404 с.

1-23. **Сухов Б. П.** Развитие электроизмерительной техники в 17 веке.— Вопросы истории естествознания и техники. М., «Наука», 1966, вып. 20, с. 78—80.

1-24. **Таммет Х. Ф.** Аспирационный метод измерения спектра аэроионов.— «Ученые записки Тартуского государственного университета», 1967, № 195, 232 с.

1-25. **Электрические измерения.** Под ред. Е. Г. Шрамкова. М., «Высшая школа», 1972, 520 с.

1-26. **Altman C., Peek L. J.** Ultrasensitive amplifier for mass spectrometry use.— «Review Scientific Instruments», 1966, № 5, p. 663—664.

1-27. **Aulich G., Nottelmann W.** Gleichstromverstärker in der nuklearen Reaktorinstrumentierung.— «AEG-Mitteilungen», 1960, № 8/9, S. 296—300.

1-28. **Beug L., Steudel E.** Gesichtspunkte bei der Entwicklung der Reaktorinstrumentierung der AEG.— «AEG-Mitteilungen», 1960, № 8/9, S. 293—295.

1-29. **Bloodworth G. G., Hawkins R. J.** Drift and low frequency noise.— «Radio and Electronic Engineer», 1971, v. 41, № 2, p. 61—64.

1-30. **Fischer G., Greig R., Mooser E.** Apparatus for the measurement of galvanomagnetic effects in high resistance semiconductors.— «Review Scientific Instruments», 1961, № 7, p. 842—846.

1-31. **Harnik E.** Measurement of space-charge-limited current characteristics in highresistivity materials.— «J. Applied Physics», 1965, v. 36, № 12, p. 3850—3852.

1-32. **Hermann A. M., Ham J. S.** Apparatus for the measurement of the Hall effect in semiconductors of low mobility and high resistivity. — «Review Scientific Instruments, 1965, № 11, p. 1553—1555.

1-33. **Imbert R.** Sur la mesure de hautes resistivites et de charges statiques. — «Industrie Plastiques Modernes et Elastomers», 1965, v. 17, № 3, p. 133, 135, 137, 139.

1-34. **Joly R.** L'electrometrie dans les techniques nucleairis. — «Onde Electrique», 1961, Mars, p. 250—257.

1-35. **Krause G.** Ein einfaches Meßgerät hoher Reproduzierbarkeit für Ionisationsmanometer. — «Elektronische Rundschau», 1961, № 6, S. 264—265, 269.

1-36. **Lewandowsky H. G.** Die Messung elektrostatischer Aufladungen in Rauchgasen. — «Freiberger Forschungshefte. Ser. A», 1959, № 124, S. 33—39.

1-37. **McDonald H. E., Bube R. H.** Apparatus for measuring the temperature dependence of photo-Hall effects in high-resistivity photoconductors. — «Review Scientific Instruments», 1962, № 7, p. 721—723.

1-38. **Mette H., Loscoe C.** Measuring Seebeck coefficients of high resistivity materials. — «Review Scientific Instruments», 1966, № 11, p. 1537—1538.

1-39. **Moniteur atmospherique de tritium transportable, Type FMAT20.** — «Instrumentation Nucleaire», 1967, № 31, p. 53—54.

1-40. **Moreland P. E., Stevens C., Walling D. B.** Semiautomatic data-collection system for mass-spectrometer. — «Review Scientific Instruments», 1967, № 6, p. 760—764.

1-41. **Pugsley I. D.** Microelectrodes for membrane impedance measurement. — «Proc. IRE Australia», 1967, № 2, p. 56—58.

1-42. **Schubert C.** Analyse einiger Störungen bei empfindlichen elektrometrischen Messungen. — «Nachrichtentechnik», 1963, № 2, S. 61—66.

1-43. **Smith D. H.** High performance flameionisation detector for gas chromatographie. — «Hewlett-Packard J.», 1973, March, p. 2—10.

1-44. **Steckelmacher W.** The measurement of pressure in ultra high vacuum systems. — «Trans. 9 National Vacuum Symposium American Vacuum Society», 1962, p. 421—427.

1-45. **Wagenmann H.** Beschreibung eines Ionisationsvakuumeters. — «Radio und Fernsehen», 1960, № 2, s. 58—59.

1-46. **Weber K.** Statistische Schwankungen bei Strommessungen an Detektoren für ionisierende Strahlung. — «Isotopenpraxis», 1966, Bd. 2, № 9, S. 349—354.

## К гл. 2

2-1. **Дмитраченко В. М.** Конструктивные и технологические особенности элементов входных цепей электрометрических схем. — «Измерительная техника», 1958, № 3, с. 80—82.

2-2. **Маджид, Мартинес, Ваала.** Электрометрический вакуумный ввод с двойной изоляцией сопротивлением до  $10^{16}$  Ом. — «Приборы для научных исследований». (Пер. с англ.), 1972, № 1, с. 88—89.

2-3. **Пушкина М. А., Слущкий М. Е.** Устройство бесконтактного разряда конденсатора при измерении малых сил токов интегральным методом. — «Измерительная техника», 1973, № 4, с. 51—52.



2-4. Райков В. В., Ходак Г. И., Шуклин К. С. Некоторые особенности конструирования входных блоков электрометрической аппаратуры. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 10—13.

2-5. Фейерштейн Э. Приборы для регистрации ядерных излучений и их применение. Пер. с англ. М., Атомиздат, 1965.

2-6. Шуклин К. С. Опыт создания специальных элементов и узлов для входных цепей электрометров. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1970, вып. 1(31), ч. 1, с. 166—206.

2-7. Bensch F., Weiss H. Ein Gamma—Monitor mit einer luftwändigen Ionisationskammer in Heher-White-Schalung. — «Elektrotechnik und Maschinenbau», 1966, № 6, S. 365—368.

2-8. Gunn R. Improved apparatus for the measurement of atmospheric electrical conductivity. — «Review Scientific Instruments», 1965, № 5, p. 594—598.

2-9. Heyne L., Höegen H. Apparatur zur Messung des elektrischen Widerstande von Isolatoren während Reaktorbestrahlung. — «Experimentelle Technik Physik», 1962, № 1, S. 32—40.

2-10. Hirschfeld J. P., Irrgang B. Zur Messung von Störspannungen an Schwingungsbeanspruchten Koaxialkabeln. — «Wissenschaftliche Z. Technischen Hochschule Karl-Marks-Stadt», 1966, Bd 8, № 2, S. 127—133.

2-11. Kemp L. A. W., Woodall J. E. Evaluation of a high-insulation dry-reed switch for electrometer applications. — «Electronic Engineering», 1968, May, p. 236—239.

2-12. Kircher J. F., Bowman R. E. Effect of radiation on materials and components. New York—London, 1964.

2-13. Perls T. A. Electrical noise from instrument cables subjected to shock and vibration. — «J. Applied Physics», 1952, № 6, p. 674—680.

2-14. Praglin J. Elektrometertechnik. — «Z. Instrumentenkunde», 1967, № 1, S. 10—15.

2-15. Sill G. A., Yen T. F. Apparatus for high resistance measurement in the insulator range. — «Review Scientific Instruments», 1968, № 3, p. 404—405.

2-16. Weinert H. Über den Einfluß der Luftfeuchtigkeit auf den Oberflächen Widerstand von Plasten. — «Plaste und Kautschuk», 1960, Bd 7, № 10, S. 480—486.

### К гл. 3

3-1. Антонова Д. И., Гаврон Ю. Ф. Генератор малых постоянных токов в диапазоне  $10^{-14}$ — $10^{-11}$  А. — «Труды метрологических институтов СССР», М., Изд-во стандартов, 1973, вып. 109(169), с. 143—152.

3-2. Берлеев Г. И. Методы изготовления стабильных высокоомных сопротивлений. — «Заводская лаборатория», 1951, № 3, с. 327—331.

3-3. Борзов В. М., Виллем Я. Я., Илюкович А. М., Сакс О. В. Калиброванные источники малых постоянных токов. — «Измерительная техника», 1969, № 6, с. 33—37.

3-4. Борзов В. М., Илюкович А. М. Регулируемый калиброванный источник постоянных токов  $10^{-12}$ — $10^{-8}$  А. — «Измерительная техника», 1969, № 4, с. 40—42.

3-5. Борзов В. М., Илюкович А. М., Стреличева А. Е. Калиброванный источник весьма малых постоянных токов для проверки электрометрических усилителей. — «Измерительная техника», 1967, № 12, с. 94—95.

3-6. Браслетов В. А., Покровская А. В., Стысис В. Н. Ионизационные и резистивный источники малых токов для проверки электрометров. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 104—108.

3-7. Всеволожский Л. А. Метод и аппаратура для исследования параметров нелинейных логарифмирующих элементов. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 66—75.

3-8. Всеволожский Л. А. Определение параметров характеристик логарифмирующих элементов, предназначенных для использования в логарифмических усилителях малых токов. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1970, вып. 1(31), ч. 2, с. 34—56.

3-9. Всеволожский Л. А., Илюкович А. М., Михайлова И. П. Установка для измерения параметров логарифмических характеристик нелинейных элементов в области весьма малых токов. — «Приборы и техника эксперимента», 1970, № 3, с. 191—193.

3-10. Гальперин Б. С. Непроволочные резисторы. Л., «Энергия», 1968, 284 с.

3-11. Голубь С. Г. О конденсаторах большой емкости для точных измерений весьма малых токов и больших сопротивлений. — «Труды метрологических ин-тов СССР», М., Изд-во стандартов, 1973, вып. 109(169), с. 189—195.

3-12. Каралашук В. И., Котельников В. А. Генератор малого постоянного тока. — «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 1, с. 133—134.

3-13. Лонский А. В., Фурсей Г. Н., Киселев Ю. Н. Автоматическая запись вольт-амперных характеристик автоэмиссионного катода. — «Приборы и техника эксперимента», 1968, № 3, с. 128—130.

3-14. Минеев Ю. В., Александров Л. С. Логарифмическое преобразование сигналов при помощи транзисторов. — «Приборы и техника эксперимента», 1968, № 3, с. 96—99.

3-15. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959, 604 с.

3-16. Ходак Г. И., Шуклин К. С. Исследование виброшумов высокоомных резисторов типа КВМ и КЛМ. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1970, вып. 1(31), ч. 2, с. 57—68.

3-17. Bösnecker D., Wolfram J. Hochohmige Präzisionswiderstände in Kolloidschicht-Technik. — «Radio-Mentor», 1968, № 10, S. 702—703.

3-18. Bristeau P. Resistances de haute valeur a couche organique. — «Onde Electrique», 1955, Mars, p. 220—221.

3-19. Brookshier W. K. Accurate low level current source. — «Review Scientific Instruments», 1961, № 3, p. 359—360.

- 3-20. **Chao S. K.** Logarithmic characteristics of triode electrometer circuits. — «Review Scientific Instruments», 1959, № 12, p. 1087—1093.
- 3-21. **Crawford K. D. E.** A generator for very small direct currents. — «J. Scientific Instruments», 1955, № 4, p. 128—131.
- 3-22. **Ebers J. J., Moll J. L.** Lagre-signal behavior of junction transistors. — «Proc. IRE», 1954, v. 42, № 12, p. 1761—1772.
- 3-23. **France G.** High value resistors and their measurement. — «Electronic Engineering», 1957, Jan, p. 24—30.
- 3-24. **Gray T. S., Frey H. E.** Acorn diode has logarithmic range of  $10^9$ . — «Review Scientific Instruments», 1951, № 2, p. 117—118.
- 3-25. **Hübner J. H.** Das Temperaturverhalten von Styroflex-Kondensatoren. — «Frequenz», 1968, № 12, S. 343—348.
- 3-26. **Konstantstrom-Bauelement «Cupristor».** — «International Elektronische Rundschau», 1968, № 12, S. 38.
- 3-27. **Lepri F., Ravarino S., Ricamo R., Visconti G.** Generators of very small current. — «Acta IMEKO». T. 2, Budapest, 1968, p. 549—553.
- 3-28. **Lindop T. W.** Stability of ultra high value resistors. — «South African Electrical Review and Power Magazine», 1962, Sept., p. 37—39.
- 3-29. **Lutz G., Weiß H.** Regelbare Konstantstromquelle für Gleichstrom in Bereich von  $10^{-14}$  bis  $10^{-3}$  ampere zur Prüfung von Ionisationskammervverstärker. — «Atomkernenergie», 1963, № 10, S. 350—353.
- 3-30. **Santoro R. T., Gillespie F. E., Abersold P. M.** Constant current source for instrument calibration. — «Review Scientific Instruments», 1966, № 7, p. 919—922.
- 3-31. **Scott A. H.** Measurement of multimegohm resistors. — «J. Research NBS», 1953, № 3, p. 147—152.
- 3-32. **Sikorsky E.** An evaluation of vacuum tubes for log N amplifiers. — «Trans. IEEE», 1963, NS-10, № 1, p. 42—51.
- 3-33. **Sommers H. S.** Constant current generator. — «Review Scientific Instruments», 1967, № 3, p. 203—204.
- 3-34. **Vagner J.** Mesure de courants continus inférieurs a  $10^{-10}$  ampère et de resistances de  $10^{12}$  ohm pour courant contini. — «Rapport CEA», 1965, № 2834, 60p.
- 3-35. **Weinert H.** Untersuchungen an Höchstohmwiderständen. — «Radio und Fernsehen», 1962, № 3, S. 83—87.
- 3-36. **Whittles A. B. L.** Voltage coefficient of Victoreen high-meg resistors. — «Review Scientific Instruments», 1960, № 2, p. 208—209.
- 3-37. **Yarwood J., Le Groisette D. H.** Dc amplifiers. Methods of amplifying small direct currents and potentials. — «Electronic Engineering», 1954, Jan., p. 14—19; Febr., p. 64—70; March, p. 114—117.
- 3-38. **Zwiesler W.** Zeitliche Konstanz der Kapazität von Styroflex — Zwillingkondensatoren. — «Siemens Z.», 1971, № 6, S. 430—436.

#### К гл. 4

- 4-1. **Джагулов Р. Г., Мелик-Шахназарова Т. А.** Использование пьезополупроводникового преобразователя во входных цепях усилителей постоянного тока. — «Приборы и техника эксперимента», 1972, № 2, с. 108—109.

- 4-2. Джагунов Р. Г., Якубов Р. А., Мелик-Шахназарова Т. А. Усилительный элемент из пьезокерамики ЦТС-19. — «Измерительная техника», 1969, № 9, с. 108—109.
- 4-3. Илюкович А. М. Принципы построения, свойства и классификация входных преобразователей электрометрических усилителей напряжения. — «Научные приборы», 1973, № 1(15), с. 19—27.
- 4-4. Карлашук В. И. Выбор элементов электрометрического усилителя по системе «электрометрическая лампа — фотогальванометр». — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1970, № 1(31), ч. 1, с. 78—94.
- 4-5. Менджицкий Е. Операционные усилители постоянного тока. Пер. с польского. М., «Энергия», 1967, 136 с.
- 4-6. Погуляевский Я. С. Автоматическая коррекция дрейфа нуля усилителей постоянного тока. — «Автоматизация химических производств», 1964, № 2, с. 26—28.
- 4-7. Полонников Д. Е. Автоматическая компенсация дрейфа нуля в электрометрических усилителях. — «Автоматика и телемеханика», 1958, № 7, с. 684—695.
- 4-8. Полонников Д. Е. Прибор для измерения малых токов и напряжений. — «Приборы и техника эксперимента», 1963, № 1, с. 67—72.
- 4-9. Полонников Д. Е. Решающие усилители. М., «Энергия», 1973, 248 с.
- 4-10. Прокуров А. В., Широкопытов В. Г. Автоматическая компенсация дрейфа нуля электрометров с динамическим конденсатором. — «Измерительная техника», 1967, № 2, с. 41—43.
- 4-11. Спенглер. Электрометр с отрицательной обратной связью. — «Приборы для научных исследований». 1962, № 12, с. 102—106.
- 4-12. Якубович А. М. Операционные усилители с компенсацией дрейфа нуля по методу Принда. — «Автоматика и телемеханика», 1963, № 8, с. 1117—1129.
- 4-13. Automatic stabilisation of high impedance dc amplifiers. — «Electronics», 1951, v. 24, № 2, p. 124—126.
- 4-14. Loevinger R. Precision measurements with the total-feedback electrometer. — «Physics in Medicine and Biology», 1966, № 2, p. 267—279.
- 4-15. Nicholls J. Variable guard method for the reduction of leakage and ion collection in electrometer systems. — «Review Scientific Instruments», 1961, № 11, p. 1255—1256.
- 4-16. Wehrle G. Ein Gleichstromverstärker mit automatischer Driftkompensation. — «ATM», 1958, Mai, S. R65—R68.

#### К гл. 5

- 5-1. Векслер М. С. Электростатические приборы. М.—Л., «Энергия», 1964, 96 с.
- 5-2. Григоровский Б. К., Куликовский К. Л. Электрометрический усилитель. — «Приборы и системы управления», 1969, № 2, с. 49.
- 5-3. Григорьев А. С., Куликовский Л. Ф. Фотоэлектрический усилитель с большим коэффициентом использования угла раствора электрометра. — «Приборостроение», 1964, № 9, с. 22—24.

- 5-4. **Илюкович А. М., Клёмин Л. В.** Электростатические электрометры. — «Измерительная техника», 1965, № 11, с. 52—54.
- 5-5. **Клёмин Л. В.** Исследование электростатического электрометра с переменным возбуждением. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1970, вып. 1(31), ч. I, с. 140—165.
- 5-6. **Клёмин Л. В.** Электростатические электрометры. — «Труды метрологических ин-тов СССР». М., Изд-во стандартов, 1973, вып. 109(169), с. 74—88.
- 5-7. **Куликовский К. Л.** Электрометрические преобразователи постоянного напряжения. М., «Энергия», 1968, 80 с.
- 5-8. **Куликовский К. Л., Берберян Г. В., Саямов Э. А.** Импульсный преобразователь емкости чувствительного электрометра в напряжении или ток. — «Измерительная техника», 1968, № 12, с. 55—58.
- 5-9. **Куликовский Л. Ф., Видманов Ю. И.** Фотоэлектрометрический усилитель и его использование. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1958, № 5, с. 37—45.
- 5-10. **Куликовский Л. Ф., Григорьев А. С., Григоровский Б. К.** Фотокомпенсационный электрометр. — «Измерительная техника», 1964, № 5, с. 31—33.
- 5-11. **Непаридзе Н. Х., Новгородов Е. Д., Тройников К. Т.** Повышение точности пьезоэлектрометрического метода измерения силы. — «Измерительная техника», 1965, № 9, с. 15—17.
- 5-12. **Bohne W.** Fast readout electrometer claimed accurate to 0,01%. — «Electronic News», 1964, № 464, p. 4.
- 5-13. **Bonov A., Langer F.** Ein verbesserte Ablesevorrichtung am Einfadenelektrometer. — «Chemische Technik», 1959, № 8, S. 450.
- 5-14. **Frommhold E. A.** Über die Anwendung elektrostatischer Meßverfahren. — «Deutsche Elektrotechnik», 1959, № 2, S. 68—72.
- 5-15. **Goodman P.** Design for a sensitive self-recording gold-leaf electroscopes. — «J. Scientific Instruments», 1955, № 11, p. 439—440.
- 5-16. **Harlen F.** The characteristics of a quartz — fibre electroscopes. — «J. Scientific Instruments», 1954, № 11, p. 424—429.
- 5-17. **Hart J., Mungall A. G.** An electrostatic null detector. — «J. Scientific Instruments», 1956, № 11, p. 411—412.
- 5-18. **Hoffman G.** Elektrostatische Apparate und Meßmethoden. — «Handbuch der experimentelle Physik», 1928, Bd 10, S. 42—99.
- 5-19. **Hübner W.** Der elektrometrische Photozellenkompensator. — «ETZ-A», 1954, № 16, S. 529—534.
- 5-20. **Ising G.** Einige elektrostatische Messinstrumente. — «Ingeniörs vetenskaps Akademien», Stokholm, 1924, № 33, S. 2—12.
- 5-21. **Krum R.** Ein modernes Universalelektrometer. — «Bulletin SEV», 1964, Bd 55, № 17, S. 858—860.
- 5-22. **Milatz J. M. W., Van Zolingen J. J., Van Ipern B. B.** The reduction in the Brownian motion of electrometers. — «Physica», 1953, v. 19, № 3, p. 195—207.
- 5-23. **Milatz J. M. W., Van Zolingen J. J.** The Brownian motion of electrometers. — «Physica», 1953, v. 19, № 3, p. 181—194.
- 5-24. **Milatz J. M. W., Wapsta A. H.** The influence of microseismic perturbations on a cold damped electrometer. — «Physica», 1953, v. 19, № 3, p. 166—174.

5-25. **Pockman L. T.** Charge sensitivity of Compton electrometer. — «Review Scientific Instruments», 1936, № 6, p. 238—243.

5-26. **Schilling G. F., Kreager P.** Portable quadrant electrometer of high sensitivity. — «Review Scientific Instruments», 1953, № 9, p. 877—878.

5-27. **Schultze H.** Über eine Störung an hocheempfindlichen Quadrantelektrometer. — «Z. Instrumentenkunde», 1908, № 3, S. 61—69.

5-28. **Shonka F. R.** New electrometer of high sensitivity. — «Review Scientific Instruments», 1964, № 8, p. 1046—1049.

5-29. **Swann W.** The theory of the single fiber electroscope. — «J. Optical Society America and Review Scientific Instruments», 1925, № 4, p. 375—391.

5-30. **Ullrich H.** Über zwei neue Quadrant-Electrometer. — «Monatsberichte Deutschen Akademie Wissenschaften», 1960, № 12, S. 738—741.

5-31. **Vonnegut B., McCaig.** Simple electrometer employing an electrified, nonconducting fiber. — «Review Scientific Instruments», 1957, № 12, p. 1097—1098.

5-32. **Webster H. C., Robertson D. E., Stevens D. J.** Note on the maintenance of an X-ray dosage sub-standard. — «British J. Radiology», 1946, v. 19, № 233, p. 284—287.

5-33. **Wolf F.** Über die Ladungsempfindlichkeit des Compton Elektrometers. — «Annalen Physik», 1933, Ser. 5, № 18, S. 373—384.

5-34. **Yosef Y. L., Kamel R.** A vibrating needle electrometer. — «J. Scientific Instruments», 1954, № 1, p. 13—15.

5-35. **Yamazaki T.** A measuring method for de low potential. — «Bulletin Electrotechnical Laboratory», 1966, v. 30, № 8, p. 681—687.

## К гл. 6

6-1. **Амирян Р. А., Воробьев М. Д.** Установка для измерения низкочастотных шумов электронных ламп. — В кн.: Доклады научно-технической конференции по итогам научно-исследовательских работ за 1966—1967 гг. М., МЭИ, 1967, с. 9—15.

6-2. **Бонч-Бруевич А. М.** Применение электронных ламп в экспериментальной физике. М., Гостехиздат, 1954, 654 с.

6-3. **Брейдо И. Я.** Ламповые усилители сигналов постоянного тока. М. — Л., Госэнергоиздат, 1960, 88 с.

6-4. **Бурман А. В., Илюкович А. М.** К вопросу о построении электрометрических усилителей с малым дрейфом нуля. — «Измерительная техника», 1966, № 7, с. 68—71.

6-5. **Ваксер Э. Б.** Электронные вольтметры постоянного тока. Минск, Изд-во Министерства высшего, среднего специального и профессионального образования БССР, 1963, 196 с.

6-6. **Данилов В. Г., Орехов А. П.** Усилитель с упрощенной стабилизацией для электрометрических ламп. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1965, № 2, с. 27—28.

6-7. **Данилов В. Г., Орехов А. П.** Электрометрический усилитель с малой постоянной времени. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1968, № 11, с. 30—31.

6-8. Заболтских В. Г., Могилевский Е. Д., Столович Н. Н. Вольтметр постоянного тока для измерения напряжения в высокоомных цепях. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1967, № 3, с. 24—28.

6-9. Заболтских В. Г., Могилевский Е. Д., Столович Н. Н. Измерительный усилитель для передачи больших напряжений. — «Измерительная техника», 1968, № 6, с. 55—56.

6-10. Зайцев Б. Д., Степаненко И. П., Шведов Е. Е. Методы измерения низкочастотных шумов. — «Измерительная техника», 1970, № 6, с. 43—46.

6-11. Зайцев Б. Д., Шведов Е. Е. Установка для измерения инфранизкочастотных шумов. — «Измерительная техника», 1970, № 8, с. 74—76.

6-12. Заруцкий Ю. Ф. Сеточные токи, расчет и конструирование электрометрических ламп. — «Сборник материалов по вакуумной технике», М. — Л., Госэнергоиздат, 1960, № 22, с. 92—112.

6-13. Измерение шума в электрометрических лампах. — «Труды института радиоинженеров» (пер. с англ.), 1963, т. 51, № 3, с. 510—511.

6-14. Илюкович А. М. Ламповые электрометрические усилители. — «Измерительная техника», 1966, № 12, с. 39—44.

6-15. Илюкович А. М. Современное состояние и тенденции развития ламповых электрометрических усилителей. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1970, вып. 1(31), ч. I, с. 5—77.

6-16. Карлашук В. И. Способ повышения чувствительности ламповых электрометров. — «Измерительная техника», 1972, № 9, с. 38—40.

6-17. Курбатов В. М. Работа лампы со свободной сеткой. — «Труды МЭИ», М., 1949, № 4, с. 5—20.

6-18. Курилов В. А. Электрометр высокой чувствительности ЭМУ-4 с использованием транзисторов. — «ПНТПО», 1962, № П-62-5/2.

6-19. Лопатин Б. А. Ламповые гальванометры постоянного тока. Л. — М., Госэнергоиздат, 1952, 192 с.

6-20. Мельников В. П., Шамрило М. А., Шипинский В. Ф. Стабилизация параметров электрометрических ламп. — В кн.: Вопросы конструирования, технологии и контроля изготовления электровакуумных приборов. Минск, «Наука и техника», 1970, с. 124—130.

6-21. Орехов А. П. Электрометрический усилитель с широким динамическим диапазоном мгновенных значений. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1969, № 1, с. 24—25.

6-22. Царев Б. М. Электрометрические лампы. — «Успехи физических наук», 1948, т. 35, № 2, с. 251—270.

6-23. Шамрило М. А., Мельников В. П., Шипинский В. Ф. Исследование шумов электрометрических ламп. — В кн.: Вопросы конструирования, технологии и контроля изготовления электровакуумных приборов. Минск, «Наука и техника», 1970, с. 80—90.

6-24. Шинтельмейстер И. Электронная лампа как прибор для физических измерений. М. — Л., ГИТТЛ, 1949, 344 с.

6-25. Эрглис К. Э., Степаненко И. П. Электронные усилители. М., Физматгиз, 1961, 487 с.

- 6-26. **Aitchison R. E.** A new circuit for balancing the characteristics of pair of valves. — «Electronic Engineering», 1955, May, p. 224—226.
- 6-27. **Allenden D.** A feedback electrometer amplifier. — «Electronic Engineering», 1958, Jan., p. 31—33.
- 6-28. **Atkins C. E.** Novel electrometer tube. — «Electronics World», 1963, № 4, p. 44—45.
- 6-29. **Bierbaum W., Flormann P.** Multimeter 35, ein Labor- und Servisegerät zum Messen kleinster Ströme, Spannungen und großer Widerstände. — «AEG-Mittellungen», 1965, № 3, S. 227—231.
- 6-30. **Coldecourt V. J.** An electrometer amplifier. — «Review Scientific Instruments», 1949, № 10, p. 748.
- 6-31. **Collins D. L.** Electrometer tubes. — «Instruments», 1953, № 11, p. 1708, 1709, 1740—1744.
- 6-32. **Disteche A., Dubuisson M.** Transient response of the glass electrode to pH step variations. — «Review Scientific Instruments», 1954, № 9, p. 869—875.
- 6-33. **Dolezalek H.** Elektrometerröhren. — «ATM», 1961, Dec., S. 279—282.
- 6-34. **Dolezalek H.** Elektrometerröhren. Schriftum bis 1961. — «ATM», 1963, März, S. 63—68.
- 6-35. **Fairstein E.** Grid current in electron tubes. — «Review Scientific Instruments», 1958, № 6, p. 524—526.
- 6-36. **Frommhold E. A.** Der Gitterstrom in Elektrometerröhren. — «Nachrichtentechnik», 1958, № 6, S. 265—268.
- 6-37. **Frommhold E. A.** Ein Röhrenelektrometer für universelle Verwendung. — «Radio and Fernsehen», 1959, № 3, S. 77—79.
- 6-38. **Frommhold E. A.** Über die Entwicklung eines neuen Elektrometerröhrentyps. — «Nachrichtentechnik», 1958, № 10, S. 461—466.
- 6-39. **Gentle T. G.** Electrometre a pentode. — «Electronique», 1967, № 67, p. 15—16.
- 6-40. **Gould J. H. B.** The anode-controlled pentode as an electrometer. — «Electronic Engineering», 1966, Oct., p. 647—649.
- 6-41. **Hugnes H. A.** Electrometer valve balanced circuit. — «Electronic Engineering», 1961, June, p. 217—221.
- 6-42. **Jonstone B. M., Pugsley I. D.** A negative capacitance pre-amplifier for electrophysiological use. — «Electronic Engineering», 1960, July, p. 422—424.
- 6-43. **Kemp L. A. W., Williams T. T., Woodal J. E.** A new balanced null-electrometer circuit for electrometer tetrodes. — «J. Physics. Ser. E», 1969, v. 2, № 5, p. 401—406.
- 6-44. **Kleen W., Graffunder W.** Verstärkerröhren. Elektrometerröhren. — «ATM», 1937, Juni, S. T81—T82.
- 6-45. **Mahrous M. A., Hamed H.** The design of an electrometer using an inverted tube type. — «Proc. Mathematical and Physical Society UAR», 1968, № 29, p. 113—118.
- 6-46. **Milatz J. M. W., Keller K. J.** On the influence of the noise of vacuum tubes on the accuracy of linear amplifiers. — «Physica», 1942, v. 9, № 1, p. 97—112.



- 6-47. **Norberg S. G., Öberg P. A., Wallin B. G.** A simple electrometer tube holder. — «J. Scientific Instruments», 1967, № 1, p. 74.
- 6-48. **Russel R. D., Ostic R. G., Stacey J. S.** A hybrid electrometer preamplifier. — «J. Scientific Instruments», 1964, № 7, p. 487.
- 6-49. **Specht W.** Die Elektrometerröhre und ihre Anwendung zur Messung mit piezoelektrischen Gebern. — «Elektronik», 1957, № 5, S. 142—143.
- 6-50. **Starke L.** Der Quarz in der elektronischen Meßtechnik. — «Elektronik», 1959, № 12, S. 379—382.
- 6-51. **Van der Ziel A.** Fluctuations in electrometer triode circuits. — «Physica», 1942, v. 9, № 2, p. 117—192.
- 6-52. **Velde H.** Elektrometerverstärker. — «AEG-Mitteilungen», 1962, № 3/4, S. 123—125.
- 6-53. **Verhagen C. M.** A survey of the limits in dc amplification. — «Proc. IRE», 1953, v. 41, № 5, p. 615—630.
- 6-54. **Wijngaarden D., Haan E. F.** Low frequency noise in electron tubes. — «Physica», 1952, № 10, p. 683—713.

## К гл. 7

- 7-1. **Берзин Л. Ф.** Электрометрический усилитель на полевом транзисторе и интегральной микросхеме. — «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 5, с. 150—151.
- 7-2. **Гальперин М. В., Злобин Ю. П.** Применение полевых транзисторов в усилителях постоянного тока. — «Автоматика и телемеханика», 1972, № 6, с. 155—161.
- 7-3. **Грацианский И. Н., Закревский Д. Д.** О выборе режима полевого транзистора в усилительном каскаде. — «Автометрия», 1972, № 1, с. 86—92.
- 7-4. **Делагранж.** Усилитель с входным импедансом  $10^{15}$  Ом. — «Электроника» (пер. с англ.), 1966, № 17, с. 18.
- 7-5. **Загорский Я. Т., Козляева И. Н.** Метод анализа неустойчивости усилительных цепей на полевых триодах. — «Автометрия», 1972, № 3, с. 96—106.
- 7-6. **Ильенков А. И.** О перспективах построения измерительных устройств с тонкопленочными триодами. — «Автометрия», 1965, № 6, с. 45—51.
- 7-7. **Кармазинский А. Н.** Унитроны, их особенности и использование. — «Приборы и техника эксперимента», 1965, № 3, с. 5—26.
- 7-8. **Клемин Л. В.** Применение транзисторов на полевом эффекте для измерения весьма малых постоянных токов. — «Измерительная техника», 1966, № 5, с. 10—14.
- 7-9. **Коэн.** Измерение шумов полевых транзисторов. — «Электроника» (пер. с англ.), 1964, № 30, с. 31—33.
- 7-10. **Малин Б. В., Сонин М. С.** Параметры и свойства полевых транзисторов. М., «Энергия», 1967, 112 с.
- 7-11. **Миненко Ю. Г.** Измерение основных параметров полевых транзисторов. — В кн.: Материалы юбилейной научно-технической конференции ЛЭИС, Л., 1967, вып. 5, с. 43—47.

7-12. **Новиков В. В.** Теоретические основы микроэлектроники. М., «Высшая школа», 1972, 352 с.

7-13. **Паршин А. В.** Широкополосный полупроводниковый электрометрический усилитель. — «Приборы и техника эксперимента», 1969, № 6, с. 107—110.

7-14. **Полевые транзисторы.** Пер. с англ. М., «Советское радио», 1971, 376 с.

7-15. **Сапронов В. И., Глазов В. М., Соловьев И. Л.** Защита интегральных схем на МОП-транзисторах от высокого электростатического потенциала. — «Электронная промышленность», 1970, № 1, с. 45—48.

7-16. **Севин Л.** Полевые транзисторы. Пер. с англ. М., «Советское радио», 1968, 182 с.

7-17. **Скотт.** Особенности конструкции малогабаритного электрометра на полупроводниках. — «Приборы для научных исследований» (пер. с англ.), 1972, № 1, с. 168—169.

7-18. **Старцев В. И.** Оптимизация входных каскадов УИТ на МОП-транзисторах. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1973, № 10, с. 78—83.

7-19. **Хейман, Хофстайн.** Полевые транзисторы со структурой металл — окисел — полупроводник. — «Электроника» (пер. с англ.), 1964, № 30, с. 19—31.

7-20. **Ходош Л. С.** Технологические методы изготовления МДП-транзисторов. — «Зарубежная электронная техника», 1972, № 1, с. 17—45.

7-21. **Barker R. W. J.** Input parameter measurement techniques for high input impedance dc amplifiers. — «Proc. IEEE», 1969, v. 57, № 8, p. 1437—1438.

7-22. **Bhat T. A. R.** Measurement of noise parameters of mosfets. — «Proc. Symp. Electron. (Electron Tube and Semicond. Devices). Hyderabad, 1972», V. 2, Ser. 1, 1972, p. 261—272.

7-23. **Bird R. M.** Solid state electrometer amplifier. — «Instruments Control Systems», 1963, № 9, p. 118—120.

7-24. **Brümme R., Ebest G.** Messung der Bahnwiderstände von Feldeffekt-Transistoren. — «Nachrichtentechnik», 1968, № 10, S. 374—375.

7-25. **Bruno F. P., Manderli W.** Intracavity radiation probe. — «British J. Radiology», 1966, № 467, p. 870—872.

7-26. **Chater W. T.** A digitizing electrometer system using of integrating circuit preamplifier. — «Review Scientific Instruments», 1971, № 1, p. 129—134.

7-27. **Colman D.** High resistivity Hall effect measurements. — «Review Scientific Instruments», 1968, № 12, p. 1946—1948.

7-28. **Dellow F.** Automatic measurement of MOST threshold voltage and gain factor. — «Instrument Practice», 1971, v. 25, № 2, p. 109—110.

7-29. **Ettlinger G. M.** A million megohm solid state dielectric amplifier. — «Electronic Engineering», 1966, Nov., p. 731—734.

7-30. **Green R. R.** MOSFET. Operation at 4,2°K. — «Review Scientific Instruments», 1968, № 10, p. 1495—1497.

7-31. **Hawkins R. J., Mansour I. R. M., Bloodworth G. G.** The spectrum of current noise in MOSTs at very low frequencies. — «J. Physics. Ser. D», 1969, v. 2, № 8, p. 1059—1062.

7-32. **Kennedy E. J.** An overload protection circuit for current-feedback dc electrometers. — «Nuclear Instruments and Methods», 1967, v. 54, № 1, p. 144—146.

7-33. **Limman.** Elektronische Voltmeter mit Feldeffekt-Transistoren. — «Elektronik», 1967, № 1, S. 19—20.

7-34. **Martin J. C., Liegeois S., Briand J.** Amplificateurs de tres faibles signaux continus utilisant de transistor metal-oxide-semiconducteur. — «Acta IMEKO, 1967, t. 2», Budapest, 1968, p. 531—547.

7-35. **Mäusl R.** Der Feldeffekt-Transistor. Theorie und Eigenschaften. — «Elektronik», 1965, № 5, S. 139—142.

7-36. **McCaslin J. B.** Electrometer for ionisation chambers using metall-oxide-semiconductor field-effect transistors. — «Review Scientific Instruments», 1964, № 11, p. 1587—1591.

7-37. **Munoz R.** Put FETs to work in electrometers. — «Electronic Design», 1964, May, p. 56—60.

7-38. **Negro V. C., Cassidy M. E., Graveson R. T.** A guarded insulated gate field effect electrometer. — «Trans. IEEE», 1967, NS-14, № 1, p. 135—145.

7-39. **New** all-solid-state picoammeter has better than 0,5% week stability and  $3 \cdot 10^{-14}$  ampere sensitivity. Model 410A. — «Keithley Engineering Notes», 1968, v. 16, № 6.

7-40. **Pacak M.** Simple MOSFET electrometer circuits. — «Electronic Engineering», 1969, Sept., p. 24—27.

7-41. **Rohrbeck W., Kitze G.** Ein Elektrometervverstärker mit MOS-Transistoren. — «Radio-Fernsehen-Elektronik», 1971, № 22, S. 738—739.

7-42. **Rösch H.** Halbleitermeßtechnik bei extrem kleinen Strömen. — «Elektronik», 1972, № 3, S. 75—80.

7-43. **Sah C. T.** Characteristics of the metall-oxide-semiconductor transistors. — «Trans. IEEE», 1964, ED-11, № 7, p. 324—345.

7-44. **Shockley W.** A unipolar «field-effects» transistor. — «Proc. IRE», 1952, v. 40, № 11, p. 1365—1376.

7-45. **Soltz D. J.** High MOS impedance benefits ph measurement. — «Electronics», 1966, № 14, p. 79.

7-46. **Thompson K.** A very high input impedance buffer using field effect transistors. — «Electronic Engineering», 1966, June, p. 370—373.

7-47. **Tietze U.** MOS-FET-Elektrometervverstärker mit geschütztem Eingang. — «Elektronik», 1967, № 10, S. 313—316.

7-48. **Todd C. D.** Simplify dc amplifier design by using FETs. — «Electronic Design», 1966, Febr., p. 64—68.

7-49. **Towle L. C.** An amplifier for measuring small direct voltages. — «Instruments Engineer», 1965, № 3, p. 38—41.

7-50. **Un ensemble portatif de mesure de rayonnements X et gamma** equipe de transistors a effect de champ. — «Electronique Industrielle», 1967, № 102, p. 233—234.

7-51. **Watson J.** Testing gate-leakage current in FETs. — «Electronic Engineering», 1972, June, p. 53—55.

7-52. **Wilhelmy H. J.** Feldeffekt-Transistoren. — «Funkschau», 1965, № 4, S. 79—82.

7-53. **Wing W. H., Sanders T. M.** FET operational amplifier as fast electrometer. — «Review Scientific Instruments», 1967, № 9, p. 1341—1342.

7-54. **Zulleeg R.** Temperature compensation effect in MOS transistors. — «Proc. IEEE (correspondence)», 1965, v. 53, № 7, p. 732—734.

## К гл. 8

8-1. **Берман Л. С.** Введение в физику варикапов. Л., «Наука», 1968, 180 с.

8-2. **Берман Л. С.** Преобразователь постоянного тока в переменный на нелинейной емкости р-п-перехода. — «Приборы и техника эксперимента», 1961, № 3, с. 168—169.

8-3. **Блажкевич Б. И., Кравченко Ю. П.** Бесконтактные высокоомные измерительные преобразователи постоянного напряжения в переменное на варикапах. — В кн.: Теория и практика устройств для преобразования измерительной информации. Киев, 1966, с. 65—76.

8-4. **Воронин А. А.** Электрометрический усилитель на полупроводниках. — В кн.: Труды 6-й конференции по ядерной электронике, Т. 1. М., Атомиздат, 1964, с. 90—99.

8-5. **Жарков А. В., Осипов А. К., Фролов В. П.** Электрометрический усилитель с модулятором на поверхностном варикапе. — «Измерительная техника», 1973, № 8, с. 60—62.

8-6. **Жарков А. В., Павлов С. С., Погуляевский Я. С.** Электрометрический усилитель с поверхностным варикапом. — «Приборы и техника эксперимента», 1970, № 6, с. 118—120.

8-7. **Меркулов Г. К., Погуляевский Я. С., Фролов В. П.** Полупроводниковые диоды в схемах электрометрических измерителей для аналитических приборов. — В кн.: Автоматизация химических производств, М., НИИТЭХИМ, 1966, № 3, с. 53—61.

8-8. **Новак И.** Электрометр с тандемом. — «Приборы и техника эксперимента», 1965, № 2, с. 118—121.

8-9. **Павленко В. А.** Автогенераторные усилители постоянного тока в приборах контроля и автоматики. М., «Энергия», 1969, 120 с.

8-10. **Павленко В. А., Барская Г. В.** Построение высокоомного полупроводникового модулятора на варикапах. — «Труды НИИ теплотехники», 1965, № 2, с. 47—63.

8-11. **Певзнер В. В., Полонников Д. Е.** Усилители постоянного тока с управляемыми генераторами. М., «Энергия», 1970, 288 с.

8-12. **Плотников Ю. И.** Электрометрический преобразователь на варикондах. — «Изв. вузов. Радиотехника», 1959, № 4, с. 485—487.

8-13. **Плужников В. М.** Диэлектрические преобразователи малых сигналов. — В кн.: Магнитные элементы автоматики, телемеханики, измерительной и вычислительной техники. Киев, 1964, с. 138—149.

8-14. **Черкашина А. Г.** Элементы автоматики на варикапах. М., «Энергия», 1968, 80 с.

8-15. **Abe Z., Kato Y., Furuhata Y.** A new second harmonic type ferroelectric modulator for electrometer. — «Review Scientific Instruments», 1971, № 6, p. 805—809.

8-16. **Amplificateur** de mesure à conversion par diodes à capacité variable. — «Toute Electronique», 1966, № 307, p. 319—320.

8-17. **Bajon J.** L'amplification parametrique en electrometrie. — «Onde Electrique», 1969, № 506, p. 535—543.

8-18. **Charles F.** pH-metre à amplificateur parametrique. — «Electronique Industrielle», 1966, № 87, p. 571—574.

8-19. **De Bolt H. E.** A high sensitivity semiconductor diode modulator for dc current measurement. — «Trans. IRE», 1960, NS-7, № 4, p. 1—4.

8-20. **Doering F.** Untersuchungen am Metall-Aluminium-Silizium System. — «Z. angewandte Physik», 1970, № 6, S. 346—349.

8-21. **Gregory N. L., Lewin J. L.** A semiconductor current amplifier. — «Electronic Engineering», 1962, März, p. 155—157.

8-22. **Henke H.** Untersuchungen an Meßverstärkern für den pA-Bereich. — «Elektronik», 1968, № 9, S. 276.

8-23. **Hoge R. R.** A sensitive parametric modulator for dc measurements. — «IRE International Convention Record», 1960, pt. 9, № 9, p. 34—42.

8-24. **Joly M. R.** Amplificateurs d'electrometrie transistorises. — «Bulletin Société Française Electriciens», 1962, Nov., p. 584—590.

8-25. **Micic L., Gilly A.** Gleichspannungsverstärker mit Kapazitätssdioden für kleine Eingangsleistungen. — «Elektronik», 1963, № 9, S. 263—265.

8-26. **Ptann W. G., Garrett C. G. B.** Semiconductor varactors using surface space — charge layers. — «Proc. IRE», 1959, v. 47, № 11, p. 2011—2012.

8-27. **Rechziegel E.** Tandelovy electrometer. — «Sdelovaci tehnika», 1964, № 7, s. 255—257.

8-28. **Schubert R.** Eine Brükenschaltung zur Messung kleinster Gleichströme unter Verwendung von Halbleiterdioden. — «Nachrichtentechnik», 1963, № 4, S. 141—145.

8-29. **Wickstrom R. A., Schroder D. K., Nathanson H. C.** A simple inexpensive electrometer used to measure currents of individual silicon vidicon diodes in the  $10^{-16}$ — $10^{-15}$  ampere range. — «Trans. IEEE», 1970, ED-17, № 8, p. 634—636.

8-30. **Wolff H. S., McCall J., Baker J. A.** Semiconductor electrometer amplifiers. — «British Communications and Electronics», 1962, Febr., p. 120—122.

8-31. **Wunderer P.** Ein Halbleiterverstärker mit hochohmigen Eingang und seine Verwendung bei der pH-Messung. — «AEG-Mitteilungen», 1964, № 5/6, S. 497—503.

8-32. Wunderer P. pH-Меßwertübertrager ohne Röhren und ohne mechanischen Zerhacker. — «Chemie-Ingenier-Technik», 1964, № 11, S. 1121—1126.

## К гл. 9

9-1. Абраков Г. И., Савичева Л. М. Опыт изготовления динамических конденсаторов с дрейфом нуля менее 100 мкВ в сутки. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 5—9.

9-2. Абрамсон И. С., Малякин Л. П. Регистрирующий электрометр на базе электронного потенциометра ЭПП-09. — «Приборы и техника эксперимента», 1960, № 1, с. 95—98.

9-3. Алиев Т. М., Трахтенберг Л. А., Щербинин Ю. В. Динамический электрометр с малой входной емкостью. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1966, № 1, с. 29—34.

9-4. Борзов В. М. Расчет входной цепи электрометра с динамическим конденсатором. — «Измерительная техника», 1971, № 7, с. 44—46.

9-5. Бутусов И. В. Автоматический самопишущий электрометр ЭПП-40 с динамическим конденсатором. — «Приборостроение», 1959, № 6, с. 30—31.

9-6. Валеев У. С. Нерезонансное параметрическое усиление напряжения на переменной емкости. — «Автометрия», 1969, № 5, с. 32—38.

9-7. Дмитриев А. В. Электрометр с пьезокварцевым преобразователем. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1953, 10 с (ИАТ).

9-8. Захаров Б. А., Юданов Б. В. Динамический модулятор повышенной эффективности. — «Приборы и техника эксперимента», 1965, № 5, с. 212—213.

9-9. Захаров Б. А., Юданов Б. В. К вопросу об использовании динамических конденсаторов для модуляции слабых электрических сигналов. — «Приборы и техника эксперимента», 1964, № 1, с. 127—131.

9-10. Иыги В. Э. Опыт изготовления емкостного вибропреобразователя. — В кн.: Расширение пределов измерения и повышение чувствительности электроизмерительных приборов, устройств и систем с использованием измерительных усилителей. М., ОНТИприбор, 1966, вып. 1, с. 136—139.

9-11. Кайтса Э. Е., Кирсс Ю. Э., Мадисе Т. В. Высокочувствительный электрометр типа УТ-6801 с динамическим конденсатором. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 18—26.

9-12. Колдекот. Электрометр с динамическим конденсатором. — «Электроника». (пер. с англ.), 1962, № 14, с. 32—35.

9-13. Коренецкий Г. Б. Динамический конденсатор КД-64. «Приборы и системы управления», 1968, № 2, с. 46.

9-14. Лалл Ю. А. Измерение параметров емкостного преобразователя. — В кн.: Расширение пределов измерения и повышение чувствительности электроизмерительных приборов, устройств и систем с использованием измерительных усилителей. М., ОНТИприбор, 1966, вып. 1, с. 139—143.

9-15. Панкратов В. И., Прилико И. Т. Электродинамический конденсатор-модулятор слабых постоянных токов. — «Измерительная техника», 1963, № 12, с. 30—32.

9-16. Прокуров А. В. Факторы, ограничивающие чувствительность и точность измерителей малых токов с динамическим конденсатором. — «Измерительная техника», 1966, № 11, с. 50—52.

9-17. Прюллер П. К., Сакс О. В. Счетчик атмосферных токов с автоматическим фоторегистратором и динамическим электрометром. — «Ученые записки Тартуского государственного университета», 1970, № 240, с. 32—60.

9-18. Райков В. В., Ходак Г. И., Шуклин К. С. Статистический анализ некоторых характеристик серийно выпускаемых динамических конденсаторов. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 14—17.

9-19. Родионов Ю. Н. Анализ шумов электрометрических усилителей тока с динамическим конденсатором. — «Измерительная техника», 1970, № 11, с. 70—72.

9-20. Сакс О. В. Емкостный вибропреобразователь ДК-62 для электрометрических усилителей. — «Измерительная техника», 1966, № 3, с. 51—53.

9-21. Сакс О. В. О конструкции динамического конденсатора для счетчиков атмосферных ионов. — «Труды Всесоюзного метеорологического совещания», 1963, т. 9, с. 303—306.

9-22. Сакс О. В., Мадисе Т. В. Динамический конденсатор ДК-64Т. — «Ученые записки Тартуского государственного университета», 1969, № 239, с. 106—121.

9-23. Anderson J. R., Alexander A. E. Theory of the vibrating condenser converter and application to current potential measurement. — «Australian J. Applied Science», 1952, Sept., p. 201—209.

9-24. Ardenne M., Klar E. Über einen Schwingkondensator guten Konstanz. — «Nachrichtentechnik», 1959, № 1, S. 26—28.

9-25. Böhm H. Derzeitige technische Möglichkeiten zur Strahlungsüberwachung in Gasen mit Ionisationskammern. — «Atompraxis», 1957, S. 369—372.

9-26. Böhm H. Elektrometrische Betriebsmeßgeräte. — «ATM», 1959, Aug., S. 169—172; Okt., S. 217—220.

9-27. Briere M. Electrometrie à electrode vibrante. — «Electronique Medicale», 1968, № 44, p. 59—62.

9-28. Collins J. R. The electrometer. — «Electronics World», 1962, v. 68, № 1, p. 33—35.

9-29. Dimeff J., Lanc J. W. Vibrating membrane electrometer with high conversion gain. — «Review Science Instruments», 1964, № 6, p. 666—668.

9-30. Fermor J. H., Kjekshus A. Balanced dynamic capacitor electrometer. — «Review Scientific Instruments», 1967, № 6, p. 771—774.

9-31. Foks S., Frank R. B. A dynamic condenser electrometer system for beta particle detection. — «Trans. IRE», 1958, NS—5, № 2, p. 27—30.

9-32. **Gaiimo E. C.** A dynamic-capacitor electrometer suitable for measuring electrophotographic recording media. — «RCA Review», 1961, Dec., № 4, p. 780—790.

9-33. **Hartog H. D., Muller F. A.** Verwijdering van den ruisch in thermoionische electrometers met mechanische conversie. — «Physica», Holland, 1944, v. 11, № 3, p. 161—166.

9-34. **Heerden P. J.** Verminderung van het ceruis van een radiobuis bij het meten van Ladingen. — «Physica», Holland, 1944, v. 11, p. 151—160.

9-35. **Hengel J., Oosterkamp W. J.** Ein dynamisches Elektrometer mit direkter Anzeige. — «Philips technische Rundschau», 1949, № 11, S. 339—347.

9-36. **Kreher H.** Kernphysikalische Meßgeräte aus dem VEB Vakutronik, WIB Dresden. — «Feingerätetechnik», 1967, № 1, S. 10—16.

9-37. **Macdonald J. R., Edmondson D. E.** Exact solution of a time-varying capacitance problem. — «Proc. IRE», 1961, v. 49, № 2, p. 453—466.

9-38. **Monser H. J.** Schwingkondensator mit nichtpolarisiertem elektromagnetischem Antriebssystem. — «Radio und Fernsehen», 1960, № 18, S. 574—576.

9-39. **Nie A. G.** Measuring currents down to  $10^{-17}$  a mit a low noise level by means of a dynamic capacitor electrometer. — «IEEE. Internationale Convention Record», 1967, v. 15, № 8, p. 59—65.

9-40. **Nie A. G.** Oscillator circuit for a vibrating capacitor driven by an RF electric field. — «Trans. IEEE», 1972, IM-21, № 2, p. 153—161.

9-41. **Nie A. G., Zaalberg van Zelst J. J.** A vibrating capacitor driven by a high-frequency electric field. — «Philips technical Review», 1963/1964, № 4, p. 95—103.

9-42. **Palevsky H., Swank R. K., Grenchik R.** Design of dynamic-condenser electrometers. — «Review Scientific Instruments», 1947, № 5, p. 298—314.

9-43. **Reese H.** Design of vibrating capacitor electrometer. — «Nucleonics», 1950, № 3, p. 40—45.

9-44. **Ribler H.** Der schwingende Kondensator, Theorie und Anwendung. — «Nachrichtentechnik», 1960, № 10, S. 501—504.

9-45. **Ritsma R. J.** An electrometer amplifier with two dynamic-condenser. — «Applied Scientific Research», Ser. B, 1957, v. 6, № 6, p. 429—445.

9-46. **Ross-Taylor G.** Electrometers. — «World Medical Electronics and Instrumentation», 1965, № 5, p. 162—165.

9-47. **Scherbatskoy S. A., Gilmartin T. H., Swift G.** The capacitance commutator. — «Review Scientific Instruments», 1947, № 6, p. 415—420.

9-48. **Schubert G.** Anwendungsmöglichkeiten des Schwingkondensator-Voltmeters VA-J-52. — «Radio und Fernsehen», 1966, № 14, S. 427—429.

9-49. **Schubert G.** Eigenschaften und Anwendungen des Schwingkondensators VA-E-16. — «Nachrichtentechnik», 1964, № 4, S. 148—152.



9-50. **Schubert G.** Schwingungskondensator-elektrometer VA-J-50 zur Messung kleiner Gleichströme. — «Kernenergie», 1961, № 10—11, S. 821—825.

9-51. **Thomas D. G. A., Finch H. W.** A simple vibrating condenser electrometer. — «Electronic Engineering», 1950, Sept., p. 395—399.

9-52. **Tudor E. R.** The dynamic capacitor electrometer. — «Radio and Electronic Engineer», 1965, № 1, p. 37—45.

9-53. **Versatile** vibrating-reed electrometer delivered to NASA. — «Missiles and Rockets», 1964, v. 15, № 11, p. 51—52.

9-54. **Wehrle G.** Differential-Schwingkondensator für Strommessungen höchster Empfindlichkeit. — «International Elektronische Rundschau», 1966, № 7, S. 406—408.

9-55. **Williams J. L., Evenson G. F.** A vibrating condenser manometer. — «J. Scientific Instruments», 1958, № 3, p. 97—99.

9-56. **Williams W. R., Hawes R. C.** Vibrating reed electrometers. — «Instruments and Control Systems», 1963, № 11, p. 112—115.

9-57. **Yoneyama M.** Vibrating reed electrometer. — «Japan Electronic Engineering», 1966, № 10, p. 31—37.

### *К гл. 10*

10-1. **Анисимов В. И., Голубев Л. П.** Транзисторные модуляторы. М., «Энергия», 1964, 224 с.

10-2. **Беленький Б. И., Минц М. Б.** Высокочувствительные усилители постоянного тока с преобразователями. Л., «Энергия», 1970, 384 с.

10-3. **Волков Ю. П., Елисеев А. М., Ткаченко А. Н.** Измерительный усилитель с фоторезистивным модулятором для пирометрических приборов. — «Измерительная техника», 1972, № 1, с. 53—54.

10-4. **Волков Ю. П., Ткаченко А. Н., Шапиро Е. З.** Измерительный усилитель постоянного тока с повышенной стабильностью нулевого уровня. — «Приборы и системы управления», 1972, № 2, с. 47—48.

10-5. **Волков Ю. П., Калинин Б. А., Колтик Е. Д.** Оптоэлектронные модуляторы для измерения малых сигналов инфразвуковых частот. — «Измерительная техника», 1973, № 8, с. 52—54.

10-6. **Гальперин М. В., Злобин Ю. П., Павленко В. А.** Транзисторные усилители постоянного тока. М., «Энергия», 1972, 272 с.

10-7. **Горн Л. С., Хазанов Б. И.** Развитие элементов схем радиометрической аппаратуры. — «Труды СНИИП», 1967, № 6, с. 290—320.

10-8. **Измерительные преобразователи постоянного тока.** Под ред. Л. А. Синицкого. Киев, «Наукова думка», 1965, 376 с.

10-9. **Илюкович А. М.** Измерительные усилители постоянного тока с преобразователями на фотосопротивлениях. — «Измерительная техника», 1967, № 5, с. 19—22.

10-10. **Илюкович А. М.** Модуляторы на магниторезисторах для высокочувствительных усилителей постоянного тока. — «Измерительная техника», 1971, № 5, с. 58—59.

10-11. **Комолибус Е.** Преобразователи постоянного тока в переменный для усилителей постоянного тока. Пер. с англ. М., ОНТИ

по приборостроению, средствам автоматизации и системам управления, 1966, 136 с.

10-12. Котенко Г. И. Магниторезисторы. Л., «Энергия», 1972, 82 с.

10-13. Полонников Д. Е. Электронные усилители автоматических компенсаторов. М., Физматгиз, 1960, 336 с.

10-14. Рабинович С. Г. Анализ естественных флуктуаций показаний гальванометрических автокомпенсаторов. — «Труды метрологических ин-тов», М., Изд-во стандартов, 1969, № 107(167), с. 124—136.

10-15. Роджерс. Электрометрический вольтметр на транзисторах. — «Приборы для научных исследований» (пер. с англ.), 1963, № 3, с. 33—35.

10-16. Balekdjian K. G. A unique dc voltmeter. — «General Radio Experimenter», 1968, № 8/9, p. 3—8.

10-17. Barber B. T. Servo — modulators. — «Control Engineering», 1957, v. 4, № 8, p. 65—71; № 10, p. 96—104; № 11, p. 122—131.

10-18. Bramson B. M. Starved transistors raises dc input resistance. — «Electronics», 1959, № 5, p. 54—55.

10-19. Cowell T. K. A junction transistor electrometer circuit. — «Electronic Engineering», 1967, June, p. 362—366.

10-20. Haas G. Arbeitsweise und Eigenschaften eines neuen Gleichspannungsverstärkers mit dem Kristallkontaktunterbrecher von W. Kroebel. — «Z. angewandte Physik», 1953, № 3, S. 107—116.

10-21. Jakubaschk H. Gleichspannungs-Meßwandler auf photoelektrischer Basis. — «Radio und Fernsehen», 1965, № 2, S. 376—377.

10-22. Kennedy F. J., Pierce J. F. A sensitivity comparison of three transistorized dc current-feedback electrometers. — «Trans. IEEE», 1968, NS-15, № 1, p. 337—348.

10-23. Kroebel W. Ein hochempfindlicher Gleichspannungsverstärker mit hohem Eingangswiderstand. — «Z. Physik», 1952, Bd. 133, S. 30—40.

10-24. May F. R. Dandl R. A. A sub-millimicroampere current amplifier utilizing an unusual transistor effect. — «Trans. IRE», 1961, NS-8, № 4, p. 16—20.

10-25. Plice G. W. Photoelectric choppers in amplifiers. — «Electro-Technology», 1965, № 5, p. 90, 92, 94.

10-26. Praglin J. Survey of the measuring devices — «Electrical Design News», 1960, № 11, p. S2—S5.

10-27. Rogers H. M. Transistorized electrometer voltmeter. — «Review Scientific Instruments», 1963, № 3, p. 250—252.

10-28. Sead R. G. Electronic chopper uses new photocells. — «Electronics», № 21, p. 90, 92, 95, 96, 98.

10-29. Wunderer P. Meßverstärker. — «ATM», 1962, Mai, S. 119—120; 1963, Juli, S. 167—168; 1967, Sept., S. 211—212; 1969, № 405, S. 239—240.

11-1. Гулд. Катодный повторитель и схема с отрицательной емкостью в качестве устройств с высоким входным полным сопротивлением. — «Труды института радиоинженеров» (пер. с англ.), 1962, № 9, с. 1944—1959.

11-2. Куликов В. А., Петрова Т. О. Электрометрический цифровой вольтметр. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 27—37.

11-3. Липовка А. А., Перчик Э. Б., Шалабутов Ю. К. Установка для комплексных исследований гальваномангнитных эффектов высокоомных материалов. — «Физика и химия твердого тела». М., 1972, вып. 2, с. 154—160.

11-4. Макникол. Электрометрические усилители с отрицательным полным сопротивлением. — «Труды института радиоинженеров» (пер. с англ.), 1962, № 9, с. 1940—1943.

11-5. Мур. Стабилизированные широкополосные предусилители измеряемых потенциалов. — «Труды института радиоинженеров» (пер. с англ.), 1962, № 9, с. 1960—1975.

11-6. Сакалас А. П. Усилитель постоянного напряжения для измерения эффекта Холла в высокоомных образцах. — «Приборы и техника эксперимента», 1967, № 6, с. 92—94.

11-7. Шенфелд. Пределы ширины полосы пропускания усилителей с нейтрализованной входной емкостью. — «Труды института радиоинженеров» (пер. с англ.), 1962, № 9, с. 1975—1983.

11-8. Amatniek E. Measurement of bioelectric potentials with microelectrodes and neutralized input capacity amplifiers. — «Trans. IRE», 1958, PGME-10, № 1, p. 3—14.

11-9. A significant advance in the electrometer art — the ultra-stable microvolt electrometer. Model 640 detects and features. — «Kethley Engineering Notes», 1967, v. 16, № 2.

11-10. Bishop P. O. A high impedance input stage for valve amplifier. — «Electronic Engineering», 1949, Dec., p. 469—470.

11-11. Bishop P. O., Harris E. J. A dc amplifier for biological application. — «Review Scientific Instruments», 1950, № 4, p. 366—377

11-12. Brewer A. W. An electrometer valve voltmeter of wide range. — «J. Scientific Instruments», 1953, № 3, p. 91—92.

11-13. Carasso J. I., Pittman R. W. A direct-current integrating potentiometric circuit for the measurement of small EMFs developed across high resistances. — «J. Chemical Society», 1956, April, p. 1084—1085.

11-14. Dally L., Johstone B. M., Pugsley I. D. The design of direct coupled pre-amplifiers. — «Proc. IRE Australia», 1960, № 7, p. 465—467.

11-15. Fein S. Solid-state electrometers with input-capacitance neutralization. — «Trans. IEEE», 1964, BME-11, № 1—2, p. 13—18.

11-16. Gibbs W. E. K. Portable electrometer voltmeter. — «J. Scientific Instruments», 1960, № 8, p. 296.

11-17. **Goldwater E. J.** Hybrid electrometer voltmeter. — «J. Scientific Instruments», 1965, № 8, p. 655—656.

11-18. **Haapanen L., Ottoson D.** A frequency compensated input for recording with microelectrodes. — «Acta physiologica Scandinavica», 1954, v. 32, № 2—3, p. 271—280.

11-19. **Horn G. W.** Feedback reduced bio probes input capacitance. — «Electronics», 1968, № 6, p. 97—98.

11-20. **Hulley L. N., Robson D.** High input impedance circuit for the measurements of bioelectric potentials. — «J. Scientific Instruments», 1966, № 10, p. 728—734.

11-21. **Jones O. C.** An impedance convertor for use with digital voltmeters. — «J. Scientific Instruments», 1963, № 4, p. 196—197.

11-22. **Kompensationsschreiber Multicord 250.** — «Z. Instrumentenkunde», 1966, № 4, S. 104.

11-23. **Krakauer S.** Electrometer triode follower. — «Review Scientific Instruments», 1953, № 7, p. 496—500.

11-24. **Logarithmic electrometer.** — «British Communications and Electronics», 1961, March, p. 143—144.

11-25. **Macnichol E. F., Bickart T.** The use transistors in physiological amplifiers. — «Trans. IRE», 1958, ME-10, № 1, p. 15—24.

11-26. **Moore J. W., Gebhart J. N.** Stabilized wide-band potentiometric amplifiers. — «Proc. IRE», 1962, v. 50, № 9, p. 1928—1941.

11-27. **Nagy A. T.** La resistance d'entrée d'un voltmètre potentiométrique. — «Evolution Electron. Informelectronique», 1967, № 1.

11-28. **Öberg P. A., Persson A., Sjöstrand U.** A high input impedance low level dc amplifier utilizing a solid-state operational amplifier. — «J. Scientific Instruments», 1967, № 10, p. 870—871.

11-29. **Pugsley I. D.** A pre-amplifier for use with micro-electrodes. — «Electronic Engineering», 1963, Dec., p. 788—791, 844, 851.

11-30. **Seine Strärke sind Potentialmessungen.** — «Electro — Technik», 1969, Bd 51, № 7, S. 61—63.

11-31. **Solms S. I., Nastuk W. L., Alexander J. T.** Development of a high-fidelity preamplifier for use in the recording of bioelectric potentials with intracellular electrodes. — «Review Scientific Instruments», 1953, № 10, p. 960—967.

11-32. **Taylor C. J.** A high impedance dc voltmeter. — «SEPT Journal», 1972, № 5, p. 116—118.

11-33. **Vodovnik L.** Transistor-Gleichspannungs-Vorverstärker für elektrobiologische Untersuchungen. — «International Electronische Rundschau», 1964, № 9, S. 495—498.

11-34. **Volkers W.** Digital electrometer uses dc transformer. — «Instruments and Control Systems», 1964, № 9, p. 149—152.

11-35. **Waidelich W.** Ein logarithmisch anzeigendes Elektrometer. — «Z. angewandte Physik», 1953, № 5, S. 171—173.

11-36. **Wilson H.** The application of an electronic self-balancing potentiometer to a ballistic electrometer. — «Instrument Engineer», 1964, Oct., p. 29—31.

12-1. Антонова Д. И. Образцовые меры тока на основе ионизационной камеры. — «Труды метрологических институтов СССР», М., Изд-во стандартов, 1971, № 115(175), с. 5—9.

12-2. Антонова Д. И., Рождественская Т. Б. Приборы для измерения малых постоянных токов и пути создания технических средств для их поверки. — «Измерительная техника», 1967, № 9, с. 60—67.

12-3. Арменский Е. В., Захаров Б. А., Потехин А. М. Об измерении периода реактора. — «Измерительная техника», 1969, № 6, с. 54—55.

12-4. Арчаков А. А. Калибровка электрометров с контуром ударного возбуждения. — «Измерительная техника», 1973, № 4, с. 49—51.

12-5. Афанасьев Н. Г., Старцев В. И. Интегратор тока с дозирующей емкостью. — «Приборы и техника эксперимента», 1966, № 4, с. 208—209.

12-6. Бабиченко С. М., Склянкин В. А., Пустовойт Р. М. Стабильная схема для измерения тока фотоэлектронных умножителей в широком диапазоне. — «Информационный бюллетень СНИИП», М., 1967, № 12(108), с. 46—51.

12-7. Белов В. М., Клисторин И. Ф., Корчагин И. Я. Цифровые приборы высокой чувствительности для измерения токов и напряжений. — «Уникальные приборы», М., 1972, № 10, с. 35—38.

12-8. Борзов В. М., Илюкович А. М. Анализ погрешности источника малых токов с генератором пилообразного напряжения. — «Труды ВНИИФТРИ», 1970, вып. 1(31), ч. 1, с. 120—139.

12-9. Борзов В. М., Илюкович А. М. Аппаратура для поверки электрометрических измерителей токов в диапазоне  $10^{-8}$ — $10^{-17}$  А. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 90—103.

12-10. Борзов В. М., Илюкович А. М. Интеграторы малых постоянных токов. — «Измерительная техника», 1968, № 2, с. 9—15.

12-11. Борзов В. М., Илюкович А. М. Исследование прецизионных измерителей весьма малых токов с непосредственным отсчетом на базе аналоговых систем. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 38—56.

12-12. Борзов В. М., Илюкович А. М. Источник малых постоянных токов  $10^{-15}$ — $10^{-8}$  А. — «Научные приборы», М., 1973, № 1(15), с. 33—35.

12-13. Борзов В. М., Илюкович А. М. О поверке электрометрических усилителей с предельной чувствительностью по току. — «Измерительная техника», 1970, № 12, с. 61—62.

12-14. Борзов В. М., Илюкович А. М. Сравнительный анализ возможных методов построения измерителей малых токов высокой точности с непосредственным отсчетом при помощи средств аналоговой техники. — «Труды ВНИИФТРИ», 1970, вып. 1(31), ч. 1, с. 95—119.

12-15. **Браслетов В. А., Покровская А. В., Стысис В. Н.** Установка для проверки ионизационных источников тока.— «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 109—111.

12-16. **Браслетов В. А., Стысис В. Н.** Калибровка источников постоянных токов.— «Измерительная техника», 1972, № 4, с. 55—56.

12-17. **Бровченко В. Г., Кондратьев Л. Г.** Интегратор ионного тока.— «Приборы и техника эксперимента», 1965, № 4, с. 236—237.

12-18. **Введенский В. Т., Табаровский И. К.** Аналого-частотный преобразователь малых токов.— «Медицинская техника», 1968, № 6, с. 35—39.

12-19. **Всеволожский Л. А.** Логарифмический усилитель с электровакуумным триодом в цепи обратной связи.— «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 63—65.

12-20. **Всеволожский Л. А.** Состояние и перспективы развития логарифмических усилителей малых токов.— «Труды метрологических ин-тов СССР», М., Изд-во стандартов, 1973, вып. 109(169), с. 89—128.

12-21. **Всеволожский Л. А.** Улучшение точностных параметров логарифмических измерителей малых токов.— «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 57—62.

12-22. **Всеволожский Л. А., Илюкович А. М., Михайлова И. П.** Логарифмический усилитель малых токов.— «Приборы и техника эксперимента», 1969, № 1, с. 86—88.

12-23. **Гадалов А. Н.** Широкодиапазонный логарифмический интегрирующий электромметр для регистрации слабых потоков заряженных частиц.— «Геомагнетизм и аэронавигация», 1967, № 6, с. 1066—1070.

12-24. **Головня В. Я., Залюбовский И. И., Шиляев Б. А.** Чувствительный интегратор.— «Приборы и техника эксперимента», 1961, № 1, с. 99—101.

12-25. **Горн Л. С., Хазанов Б. И.** О переходной характеристике логарифмирующего усилителя.— «Труды СНИИП», М., 1966, № 3, с. 114—118.

12-26. **Горюнов Н. Н., Савин Б. И., Сосновец Э. Н.** Электрометрический усилитель на транзисторах для измерения слабых токов от детекторов заряженных частиц.— «Космические исследования», 1965, т. 3, вып. 1, с. 172—174.

12-27. **Данилова Н. А., Паршин А. В., Устинова Л. Б.** Быстродействующий малогабаритный электрометрический усилитель.— «Приборы и техника эксперимента», 1967, № 1, с. 105—108.

12-28. **Демьяновский О. Б., Лейкин Е. М., Яблонин К. И.** Стабильный одноламповый интегратор для мониторов ядерных излучений.— «Приборы и техника эксперимента», 1963, № 3, с. 82—84.

12-29. **Еремин А. П.** Повышение быстродействия электрометров.— «Измерительная техника», 1969, № 3, с. 44—46.

12-30. **Зархин Б. И., Пушкина М. А., Слуцкий М. Е.** Электрометрический усилитель.— «Приборы и техника эксперимента», 1963, с. 90—94.

12-31. **Захаров Б. А., Менделев Б. А.** О повышении точности работы усилителя слабых токов с помощью положительной обратной связи.— «Автометрия», 1972, № 3, с. 92—95.

12-32. **Иванов И. Д., Хазанов Б. И.** Широкодиапазонные регистраторы. — «Труды СНИИП», М., 1970, № 12, с. 47—68.

12-33. **Илюкович А. М.** Анализ погрешностей интегрирующего электрометрического усилителя. — «Труды метрологических ин-тов СССР», М., Изд-во стандартов, 1973, вып. 109(169), с. 129—142.

12-34. **Илюкович А. М.** Пути создания измерителей весьма малых постоянных токов с цифровым отсчетом. — «Труды ВНИИФТРИ», 1970, вып. 1(31), ч. 2, с. 69—93.

12-35. **Илюкович А. М., Всеволожский Л. А.** Измерительные усилители малых постоянных токов с логарифмической характеристикой. М., «Энергия», 1974, 104 с.

12-36. **Илюкович А. М., Карлашук В. И.** Методы построения измерителей разности и соотношения двух малых токов. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 76—82.

12-37. **Илюкович А. М., Карлашук В. И., Куликов В. А.** Цифровой измеритель разности двух токов. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 83—89.

12-38. **Илюкович А. М., Куликова И. А.** Интегратор весьма малых токов. — «Приборы и техника эксперимента», 1967, № 1, с. 108—110.

12-39. **Илюкович А. М., Куликова И. А.** Электрометрический интегрирующий усилитель для измерения ионизационных токов и электрических зарядов с высокой точностью. — «Измерительная техника», 1967, № 8, с. 47—49.

12-40. **Касперович А. Н., Попов Ю. А., Прокопенко В. И.** О цифровом измерении малых токов. — «Автометрия», 1969, № 2, с. 30—38.

12-41. **Кендл.** Логарифмический усилитель тока для сжатия динамического диапазона входного сигнала. — «Электроника» (пер. с англ.), 1966, № 10, с. 15—16.

12-42. **Клюев Л. Л.** Влияние шума на чувствительность и точность измерителей слабых постоянных токов при компенсационном методе измерения. — «Метрология», 1973, № 4, с. 63—67.

12-43. **Клюев Л. Л., Носенко В. А., Прохоров А. И.** Об одном методе повышения точности измерителей слабых токов. — «Информационный бюллетень СНИИП», М., 1968, № 12 (120), с. 39—44.

12-44. **Курилов В. А.** Малогабаритный электрометр на сверхминиатюрных лампах. — «Приборы и техника эксперимента», 1962, № 3, с. 109—112.

12-45. **Мак-Квейд.** Интегратор с периодическим сбросом для измерения токов порядка наноампер. — «Приборы для научных исследований» (пер. с англ.), 1965, № 5, с. 15—17.

12-46. **Мамырин Б. А.** Усиление и регистрация предельно слабых ионных токов. — «Приборы и техника эксперимента», 1966, № 4, с. 126—132.

12-47. **Мамырин Б. А., Палеев В. И.** Измерение слабых потоков заряженных частиц при помощи электронного умножителя и электрометрического усилителя. — «Приборы и техника эксперимента», 1969, № 2, с. 169—170.

12-48. **Матвеев В. В.** Состояние и современные тенденции развития ядерного приборостроения. — «Труды СНИИП», 1967, № 6, с. 5—19.

- 12-49. Мелешкин А. С., Орешкина З. В., Рафаэльсон А. Э. Цифровой измеритель отношения ионных токов. — «Приборы и техника эксперимента», 1972, № 4, с. 161—163.
- 12-50. Минеев Ю. В., Санин А. А., Савин Б. И. Система измерения слабых токов, примененная на спутниках «Электрон-2» и «Электрон-4». — «Геомагнетизм и аэронавигация», 1965, № 4, с. 781—783.
- 12-51. Мобли. Прецизионный интегратор тока непрерывного действия. — «Приборы для научных исследований» (пер. с англ.), 1962, № 2, с. 30—34.
- 12-52. Мяздриков О. А. Функциональное преобразование токов ионизационной камеры в импульсный сигнал. — «Приборы и техника эксперимента», 1968, № 1, с. 65—68.
- 12-53. Николаев Ю. Н., Титов М. Н. Логарифмический усилитель малых токов. — «Приборы и техника эксперимента», 1970, № 6, с. 116—118.
- 12-54. Ольдекоп Л. Г. Преобразователь малых постоянных токов в частоту повторения импульсов. — «Труды СНИИП», 1970, вып. 13, с. 54—58.
- 12-55. Ольдекоп Л. Г., Хазанов Б. И. Цифровой измеритель малых токов. — В кн.: Ядерное приборостроение. М., Атомиздат, 1968, с. 24—29.
- 12-56. Паршин А. В., Романова Н. Н., Устинова Л. Б. Методы уменьшения постоянной времени входной цепи электрометрических усилителей. — «Приборы и техника эксперимента», 1964, № 3, с. 88—94.
- 12-57. Паршин А. В., Устинова Л. Б. Электрометрические усилители на субминиатюрных лампах. — «Приборы и техника эксперимента», 1964, № 3, с. 102—107.
- 12-58. Романова Н. Н., Паршин А. В., Устинова Л. Б. Собственный шум широкополосных электрометрических усилителей. — «Приборы и техника эксперимента», 1964, № 3, с. 94—102.
- 12-59. Санин А. А., Минеев Ю. В., Гадалов А. Н. Новый метод измерения слабых токов в большом динамическом диапазоне. — «Труды 6-й конференции по ядерной электронике», М., «Атомиздат», 1966, т. 4, с. 60—67.
- 12-60. Скворцов А. В. Быстродействующий электрометр. — «ПНТПО», 1968, № 9—68—123/129.
- 12-61. Слуцкий М. Е. Электрометрический усилитель. — «Приборы и техника эксперимента», 1965, № 5, с. 117—120.
- 12-62. Слуцкий М. Е., Зархин Б. И., Пушкина М. А. Малогабаритный широкополосный электрометрический усилитель. — «Космические исследования», 1963, № 2, с. 296—302.
- 12-63. Смазерс, Раут, Хайтауэр. Монитор пикоамперного пучка заряженных частиц. — «Приборы для научных исследований» (пер. с англ.), 1972, № 3, с. 84—87.
- 12-64. Устинова Л. Б. Электрометрические усилители. — «Приборы и техника эксперимента», 1961, № 4, с. 5—19.
- 12-65. Федорченко С. Н. Исследование лампового логарифмического усилителя постоянного тока. — В кн.: Вопросы дозиметрии и защиты от излучений. М., МИФИ, 1967, № 6, с. 172—179.



12-66. Шепсенвол М. А. Прибор для измерения малых токов методом интегрирования.—«ПНТПО», 1957, № П—57—21/2, с. 1—16.

12-67. Шульман А. Р., Шепсенвол М. А. Об измерении слабых токов.—Сборник, посвященный семидесятилетию акад. А. Ф. Иоффе, М., Изд-во АН СССР, 1950, с. 510—522.

12-68. Шумшуров В. И. Об интегрировании малых токов с помощью электростатических реле.—«Вестник МГУ. Физика, астрономия», 1972, № 6, с. 716—718.

12-69. Якушин В. В. Интегратор тока  $10^{-14}$  А на статическом вольтметре С-95.—«Приборы и техника эксперимента», 1963, № 3, с. 104—105.

12-70. Acland L. B., Parry J. K. Logarithmic instruments for reactor control.—«Proc. IRE Australia», 1962, № 4, p. 247—252.

12-71. Activemetre de tritium dans l'atmosphère. Type DT101.—«Instrumentation Nucleaire», 1967, № 31, p. 49—52.

12-72. A log/antilog op. amp.—«Electronic Engineering», 1972, Dec., p. 43.

12-73. Automatic multimeter selects best range.—«Electrical Review», 1969, v. 184, № 18, p. 652.

12-74. Bishop S. R. A logarithmic current-to-voltage amplifier with high sensitivity, stability and dynamic range, suitable for field application.—«Trans. IRE», 1966, NS—13, № 1, p. 602—610.

12-75. Blignant B., Kritzing J. J. A beam current integrator for pulsed positive ion accelerators.—«Nuclear Instruments and Methods», 1965, v. 36, p. 176—178.

12-76. Brehmer C., Eichmann H. Ein Gerät zur Messung kleiner Gleichströme.—«Radio-Fernsehen-Elektronik», 1968, № 3, S. 74—75.

12-77. Bridgen W. H. A general expression for the electrometer transfer impedance.—«Trans. IEEE», 1965, № I-1, p. 83—89.

12-78. Brill T. Non-reactor electronic work at Argone.—«Convention Record IRE 1954 National Convention», 1956, pt. 9, p. 51—60.

12-79. Brookshier W. K. Electrometer circuit design for extended head widths.—«Nuclear Instruments and Methods», 1964, v. 2, № 25, p. 317—327.

12-80. Brookshier W. K. Silicon diode improve reactor period meters.—«Nucleonics», 1958, № 8, p. 108, 110, 111.

12-81. Brunner G. Ein Kompensationsmethode zur Messung sehr kleiner Ströme nach den Influenzierungsverfahren.—«Z. angewandte Physik», 1958, № 2, S. 98—100.

12-82. Carra W. M., Ehret J. E., Meese J. M. Low cost beam current integrator.—«Review Scientific Instruments», 1973, № 7, p. 835—836.

12-83. Cloos O., Heigwer G. An automatic compensating instrument for measuring low electric direct currents.—«Nuclear Instruments and Methods», 1971, № 4, p. 633—635.

12-84. Cohn C. E. Improving the dynamic behavior of ion-chamber current amplifiers.—«Trans. American Nuclear Society», 1961, № 1, p. 23.

12-85. **Costrell L., Attix F. H.** Automatic timer simplifies small current measurements. — «Nucleonics», 1957, № 2, p. 83—84.

12-86. **Cox R. J.** Automatic start-up of nuclear reactors. — «Trans. IRE», 1956, NS-3, № 1, p. 15—20.

12-87. **Davey J. P.** An electron current amplifier for use with an electron microscope scanning system. — «Electronic Engineering», 1965, № 446, p. 236—239.

12-88. **Dever J. A., Sicles L.** A high-speed microcurrent amplifier. — «Communication and Electronics», 1960, Sept., p. 375—379.

12-89. **Digitalis** Pikoampermeter. — «ATM», 1969, Mai, S. R65—R66.

12-90. **Doong H.** A six decade linear response digitized electrometer. — «Trans. IEEE», 1965, NS-12, № 4, p. 370—373.

12-91. **Dreutler U.** Strahlenschutz — Meßtechnik. — «Kerntechnik», 1966, № 8/9, S. 367—370.

12-92. **Edmonds D. S.** An inexpensive vacuum-tube-electrometer. — «American J. Physics», 1968, v. 36, № 11, pt. 1, p. 969—976.

12-93. **El — Ibiary M. Y.** Semiconductor logarithmic dc amplifier. — «Trans. IEEE», 1963, NS-10, № 2, p. 21—23.

12-94. **Frommhold E. A.** Die Messung schwacher Gleichströme bis  $10^{-14}$  a mit einstufigen Röhrenelektrometer. — «Wissenschaftliche Z. Hochschule Elektrotechnik Ilmenau», 1963, Bd 9, № 2, S. 183—188.

12-95. **Gabriel W. P., Morris R. A.** A flame ionization meter for gas chromatographie. — «J. Scientific Instruments», 1966, № 2, p. 104—107.

12-96. **Ganouna — Cohen G.** Relais electrostatique pour la mesure dc courants et dc charges faibles. — «Review polytechn.», 1965, № 1223, p. 1269—1271.

12-97. **Gibbons J. F., Horn H. S.** A circuit with logarithmic transfer response over 9 decades. — «Trans. IEEE», 1964 CT-11, № 3, p. 378—384.

12-98. **Gilmour G. A.** New developments in logarithmic amplifier. — «Trans. IEEE», 1967, NS-14, № 1, p. 321—324.

12-99. **Glas F. M., Courtney C. C., Kennedy F. J., Wilson H. N.** A new approach to direct current integrator. — «Trans. IEEE», 1967, NS-14, № 1, p. 143—147.

12-100. **Heinz H., Wanie G.** Ein Strommeßgerät hoher Empfindlichkeit mit digital Anzeige. — «Jenaer Jahrbuch, 1963, Teil 1», Jena, 1963, S. 183—191.

12-101. **Helmer R. J., Hemmendinger A.** Precision integrator for beam current. — «Review Scientific Instruments», 1957, № 8, p. 649.

12-102. **Huggins R. W.** Analytical fit of the transfer function of a logarithmic electrometer and correction for ambient temperature variations. — «Review Scientific Instruments», 1973, № 3, p. 297—300.

12-103. **Iacconi P., Renucci G.** Conversion analogique-numerique de la charge d'un condensateur suivant un mode lineaire ou logarithmique. — «Electronique Industrielle», 1970, № 137, p. 635—637.

- 12-104. **Izumi I., Okano M.** An improved solid — state logarithmic amplifier. — «Trans IEEE», 1963, NS-10, № 3, p. 82—90.
- 12-105. **Josias C., Lawrence J.** An electrometer for use in scientific space instruments. — «Trans. IEEE», 1966, NS-13, № 5, p. 25—36.
- 12-106. **Kemp L. A. W.** A portable ionization current comparator. — «J. Scientific Instruments», 1957, № 1, p. 27—30.
- 12-107. **Kemp L. A. W.** A review of the theory, calibration techniques, and applications of an ionisation current comparator with an investigation of its capabilities as a precision instrument. — «Annalen J. Rentgenology», 1954, v. 71, № 5, p. 853—863.
- 12-108. **Kennedy E. J.** Low-current measurements using transistors logarithmic dc electrometers. — «Trans IEEE», 1970, NS-17, № 1, p. 326—334.
- 12-109. **Kisielewski J., Zapalski G.** Simple six-decade current-to-frequency converter. — «Nuclear Instruments and Methods», 1972, v. 99, № 2, p. 425—426.
- 12-110. **Klessmann H., Petrick D.** Strom-Frequenz-Konvertor als Integrator und Meßwertwandler. — «Internationale Elektronische Rundschau», 1967, № 2, S. 45—47.
- 12-111. **Lambert J. L., Bertrand P., Streydio J. M.** A method for the measurement of thermally stimulated currents on high resistivity materials. — «J. Scientific Instruments», 1973, № 4, p. 324—326.
- 12-112. **Langerak J. J.** Logarithmische verhoudingsmeter voor twee stromen tussen  $10^{-10}$  en  $10^{-5}$  a. — «Radio Electronica (Nederl.)», 1967, v. 17, № 23, p. 934—938; № 24, p. 978—980, 984.
- 12-113. **Langerak J. J.** Strommeter en integrator voor stromen van  $0,1\text{nA}$ — $100\ \mu\text{A}$ . — «Radio Electronica (Nedel.)», 1969 № 15, p. 604—606; № 16, p. 636—640.
- 12-114. **Ledbetter J. O., Gloyna E. F.** Versatile electrometers measure low level radioactivity. — «Public Work», 1962, № 11, p. 87—90.
- 12-115. **Liesegang H.** Ein logarithmischer Gleichstromverstärker mit selbsttätiger Driftkompensation und kurzer Einstellzeit. — «ATM», 1958, Mai, S. R68—R71.
- 12-116. **Lindskoug B., Johansson M., Karlsson R., Kellgreen R.** Measuring device for thermoluminescence dosimetry. — «J. Scientific Instruments», 1967, № 11, p. 939—942.
- 12-117. **Littauer R.** An ion current integrator. — «Review Scientific Instruments», 1954, № 2, p. 148—152.
- 12-118. **Lynch F. J., Langsdorf A.** Precision integrator for ion beams. — «Review Scientific Instruments», 1959, № 4, p. 276—279.
- 12-119. **Marconero R., Pallottino G. V.** Low current measurement on board an artificial satellite. — «Electronic Engineering», 1968, Dec., p. 703—706.
- 12-120. **Micromicroammeter** for satellites. — «Electronics», 1958, № 37, p. 114—115.
- 12-121. **Moore J. W.** A self-balancing current meter and recorder. — «Proc. IRE», 1961, v. 49, № 10, p. 1578—1579.
- 12-122. **New automatic ranging picoammeter** permits fast, precise measurements from  $10^{-2}$  to  $10^{-16}$  ampere. Model 419. — «Keithley Engineering Notes», 1968; v. 16, № 4,

12-123. **Nie A. G.** Noise level and zero-drift of broad-band electrometers used for measuring small currents.—«Electronic Engineering», 1968, Sept., p. 520—523.

12-124. **Pacak M.** An electrometer circuit.—«Electronic Engineering», 1963, July, p. 454—456.

12-125. **Paterson W. I.** Multiplication and logarithmic conversion by operational amplifier transistor circuits.—«Review Scientific Instruments», 1963, № 12, p. 1311—1316.

12-126. **Pelchowith I.** A high-resolution mass spectrometer with variable-bandwidth measuring circuits.—«Philips Research Reports», 1954, № 1, p. 1—41.

12-127. **Pelchowith I., Zaalberg van Zelst J. J.** A wide-band electrometer amplifier.—«Review Scientific Instruments», 1952, № 2, p. 73—75.

12-128. **Pieau J. F.** Compact electrometer has automatic range switching.—«Electronic Engineering», 1972, Oct. p. 71—73.

12-129. **Praglin J.** A new high stability micromicroammeter.—«Trans. IRE», 1957, № I-6, p. 144—147.

12-130. **Praglin J., Nichols W. A.** High-speed electrometers for rocket and satellite experiments.—«Proc. IRE», 1960, v. 48, № 4, p. 771—779.

12-131. **Presley S. P.** Fast response picoammeter.—«Review Scientific Instruments», 1966, № 5, p. 643—648.

12-132. **Robertson J. A., Hendrick C. D.** Economical, single scale, ionization gauge pressure readout system.—«Review Scientific Instruments», 1968, № 8, p. 1190—1194.

12-133. **Rogers E. J.** Integrator for small pulsed and direct current.—«Review Scientific Instruments», 1963, № 6, p. 660—663.

12-134. **Schubert G.** Ein einfaches Prinzip zur stabilen Verstärkung kleiner Gleichströme.—«Nachrichtentechnik», 1965, № 11, S. 437—440.

12-135. **Seaton N. T.** A precision automatic electrometer.—«Review Scientific Instruments», 1949, № 7, p. 500—503.

12-136. **Shapiro E. G.** Linear seven-decade current/voltage-to-frequency converter.—«Trans. IEEE», 1970, NS-17, № 1, p. 335—344.

12-137. **Soole B. W., Jager W. F.** Pseudologarithmic scales for ion chamber radiation measuring instruments.—«Electronic Engineering», 1970, May, p. 83—86.

12-138. **Taylor D. J.** A current-to-frequency converter for astronomical photometry.—«Review Scientific Instruments», 1969, p. 559—562.

12-139. **Two** new low-cost all-solid-state picoammeter have better than 0,5% week stability.—«Keithley Engineering Notes», 1968, № 5, p. 467—468.

12-140. **Walker D. A., Easterday H. T.** Use of a differential ionisation chamber in the study of long half-lives.—«Nuclear Instrument and Methods», 1967, v. 48, № 2, p. 277—281.

12-141. **Walton P. W.** Twin ionisation current amplifiers and ratio-meters using solid-state modulator devices. — «Physics in Medicine and Biology», 1968, v. 13, № 2, p. 281—284.

12-142. **Warmoltz N., Admiral D., Bouwmeester E.** Ein Mehrzweck-Massenspektrometer. — «Elektronik», 1964, № 3, S. 71—76.

12-143. **Werner H. W., Greffe H. A. M.** Improvements in noise level and zero drift of a broadband electrometer used for ion detection in a mass spectrometer. — «Electronic Engineering», 1968, Sept, p. 493—496.

12-144. **Williams J. F., Willis B. A., Devlin C. R.** A stable current-to-frequency convertor. — «J. Scientific Instruments», 1972, № 8, p. 746—747.

12-145. **Yeager J. R., Praglin J.** The accurate measurements of low direct currents. — «19th Annual ISA Conf. Proc. New York, 1964, v. 19, pt. 1», Pittsburg, Pa, 1964, № 12, p. 1—8.

12-146. **Yip R. W., Dickinson D. R.** An ultra-violet light integrator for use as a photochemical monitor. — «J. Scientific Instruments», 1966, № 10, p. 758—759.

### К гл. 13

13-1. **Логвинов Л. М., Подольский А. А., Воронов А. Ф.** Электронметрические усилители для индукционного измерения зарядов. — «Приборы и техника эксперимента», 1972, № 5, с. 113—115.

13-2. **Breitbandiger Ladungsverstärker für Schwingsaufnehmer.** — «Elektronik», 1973, № 4, S. A60.

13-3. **Clot J., Giralt G., Lagasse J.** Sur un dispositif numerique de mesure des charges electriques. — «Comptes rendus Academie sciences», 1962, v. 255, № 4, p. 650—652.

13-4. **Dale P.** Charge amplifier applications. — «Instruments and Control Systems», 1965, № 1, p. 81—87.

13-5. **Electrometre-coulombmetre.** — «Instruments et Laboratories», 1972, № 59, p. 18.

13-6. **Feaster G. R., Prosser F. W., Wiseman G. G.** An automatic charge measuring and recording apparatus. — «Review Scientific Instruments», 1952, № 12, p. 763—764.

13-7. **Frommhold E. A.** Ein Gerät zum Nachweis elektrostatischer Auflagen und zum Messen der Feldstärke. — «Elektrie», 1966, № 3, S. 120—122.

13-8. **Hansen W. W.** On the general theory of electrometer design. — «Review Scientific Instruments», 1936, № 4, p. 182—191.

13-9. **Hoffman G.** Über die Bedeutung der Labilisierung bei der elektrometrischen Messung kleiner Elektrizitätsmengen. — «Physikalische Z.», 1924, Bd 25, S. 6—8.

13-10. **Kottler W., Krupp H., Rabenhorst H.** Charge measurements on insulating particles by the use of a photoconducting electrode. — «Review Scientific Instruments», 1967, № 5, p. 589—590.

13-11. **Ladungsverstärker.** — «Industrie-Anzeiger», 1970, Bd 92, S. 84.

13-12. **Miniatur-Ladungsverstärker.** — «Elektronik», 1969, № 7, S. E128.

13-13. **Miniatur-Ladungsverstärker** mit großen stufenlos einstellbaren Meßbereich. — «Industrie-Anzeiger», 1973, № 99, S. 2361.

13-14. **Miniatur-Ladungsverstärker 553B**. — «Internationale Elektronische Rundschau», 1969, № 9, S. 236.

13-15. **Morant M. J.** The application of the electrometer valve to charge measurement. — «J. Scientific Instruments», 1954, № 11, p. 391—395.

13-16. **Neue Transistor-Ladungsverstärker 503 und 504A**. — «Prod. und Industr. Forsch.», 1968—1969, № 13—14, S. 22.

13-17. **Radeka V.** Overload recovery circuit for charge amplifiers. — «Trans. IEEE», 1970, NS-17, № 1, p. 269—275.

13-18. **Smith P.** Selecting a charge amplifier. — «Instruments and Control Systems», 1967, April, n. 117—122.

13-19. **Spescha G., Volle B.** Piezoelektrische Meßgeräte. — «Messen und Prüfen», 1967, № 2, S. 78—85; № 3, S. 129—136; № 4, S. 172—178.

#### К гл. 14

14-1. **Аарелайд Х. Э., Лауд Т. А., Пучков С. П.** Новые промышленные тераомметры. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 143—147.

14-2. **Александров В. С.** Установка УИВС-1 для измерения высокоомных сопротивлений. — «ПНТПО», 1959, П—59—127/12, с. 3—12.

14-3. **Антонов С. Н., Татевосьян Г. О.** Схема монтажа для определения удельных объемного и поверхностного электрических сопротивлений. — «Пластические массы», 1961, № 11, с. 55—57.

14-4. **Антонова Д. И., Рожественская Т. Б., Теплинский А. М.** Новая модель мостовой установки для точных измерений высокоомных сопротивлений на постоянном токе. — «ПНТПО», 1964, № 18-64-349/9, с. 7—9.

14-5. **Баглай Р. Д., Ситников Л. С.** Измеритель нелинейных сопротивлений. — В кн.: Автоматический контроль и методы электрических измерений. Новосибирск, СО АН СССР, 1964, т. 1, с. 244—246.

14-6. **Баглай Р. Д., Ситников Л. С.** Способ измерения больших сопротивлений при заданном токе. — «Труды института автоматики и электрометрии». Новосибирск, СО АН СССР, 1962, № 5, с. 101—104.

14-7. **Беспалов В. К.** Измерение сопротивлений с помощью электростатических приборов. — «Микропровод и приборы сопротивления». Кишинев, «Карта Молдавиянскэ», 1971, № 8, с. 124—128.

14-8. **Бондаренко Л. С.** Погрешность при определении удельного поверхностного сопротивления. — «Измерительная техника», 1971, № 6, с. 57—58.

14-9. **Брагинский Р. П., Поляков А. А., Финкель Э. Э.** Устройство для исследования электропроводности диэлектриков и полупроводников при температуре до +250°C. — «Заводская лаборатория». 1972, № 3, с. 369—370.

14-10. **Веретельник В. И., Гусельников В. Н., Евдокимов О. Б.** Измерение распределения электрического потенциала в диэлектриках. — «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 3, с. 230—232.

14-11. **Волгин Л. И.** Применение усилителей постоянного тока для измерения активных сопротивлений. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1968, № 4, с. 32—37.

14-12. **Волынец Ф. К., Дронова Г. Н., Иголкин В. М.** Установка для измерения электропроводности твердых диэлектриков. — «Заводская лаборатория», 1972, № 5, с. 626—627.

14-13. **Голубь С. Г.** Дифференциально-разрядная установка для измерения параметров высокоомных резисторов. — «Труды метрологических институтов СССР», М., Изд-во стандартов, 1973, вып. 109(169), с. 153—157.

14-14. **Графов В. С., Павлова М. А., Панкратов Г. Ф.** Основные задачи в области измерений удельных сопротивлений высокоомных диэлектрических материалов. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 124—135.

14-15. **Графов В. С., Панкратов Г. Ф.** Установка для измерения удельных сопротивлений диэлектриков. — «Приборы и системы управления», 1972, № 8, с. 47—48.

14-16. **Дзюбенко И. В.** К вопросу о калибровке высокоомных многоплечих мостов. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 180—186.

14-17. **Дзюбенко И. В., Илюкович А. М.** Имитатор больших сопротивлений для поверки тераомметров. — «Измерительная техника», 1969, № 11, с. 27—28.

14-18. **Дзюбенко И. В., Илюкович А. М.** К вопросу о применении шестиплечих мостов для измерения весьма больших сопротивлений. — «Труды метрологических ин-тов СССР». М., Изд-во стандартов, 1973, вып. 109(169), с. 173—188.

14-19. **Дзюбенко И. В., Илюкович А. М.** Резистивный источник весьма малых постоянных токов с большим внутренним сопротивлением. — «Измерительная техника», 1971, № 1, с. 46—48.

14-20. **Доркас, Скотт.** Аппаратура для измерения на постоянном токе электропроводности материалов с очень высоким удельным сопротивлением. — «Приборы для научных исследований» (пер. с англ.), 1964, № 9, с. 78—79.

14-21. **Ждан А. Г., Аргоболевская Е. С.** Измерение температурной зависимости электропроводности сегнетоэлектриков. — «Приборы и техника эксперимента», 1972, № 2, с. 215—217.

14-22. **Жутовский В. Л.** Анализ погрешностей переходных мер большого электрического сопротивления. — «Труды метрологич. ин-тов СССР», М., Изд-во стандартов, 1971, № 115(175), с. 10—18.

14-23. **Жутовский В. Л.** Меры большого сопротивления и методы точного измерения высокоомных резисторов. — «Микропровод и приборы сопротивления». Кишинев, «Карта Молдавенияскэ», 1971, № 7, с. 189—201.

14-24. **Жутовский В. Л.** Методы поверки приборов для измерения больших сопротивлений. — «Микропровод и приборы сопротивления». Кишинев, «Карта Молдавенияскэ», 1971, № 8, с. 118—123.

14-25. **Жутовский В. Л., Теплинский А. М.** Погрешности от нестационарных процессов в мостах для измерений высокоомных сопротивлений. — «Труды метрологических ин-тов СССР», М., Изд-во стандартов, 1971, № 115(175), с. 36—42.

14-26. **Завадовская Е. К., Трескина М. Н.** Измерение электропроводности твердых диэлектриков в широком интервале температур. — «Заводская лаборатория», 1961, № 5, с. 569—572.

14-27. **Илюкович А. М.** Измерение больших сопротивлений. М., «Энергия», 1971, 128 с.

14-28. **Илюкович А. М.** К вопросу об измерении весьма больших сопротивлений. — «Труды метрологических ин-тов СССР». М., Изд-во стандартов, 1973, вып. 109(169), с. 158—165.

14-29. **Илюкович А. М.** Методы поверки измерителей весьма больших сопротивлений. — «Труды ВНИИФТРИ». М., 1973, вып. 10(40), с. 148—179.

14-30. **Илюкович А. М.** О схеме включения электрометрического нуль-индикатора при измерении весьма больших сопротивлений с помощью четырехплечего моста. — «Труды метрологических ин-тов СССР», М., Изд-во стандартов, 1973, вып. 109(169), с. 166—172.

14-31. **Илюкович А. М.** Проявление помех электрометрического усилителя в различных устройствах для измерения весьма больших сопротивлений. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 112—123.

14-32. **Карлашук В. И.** Мостовая установка для измерения больших сопротивлений и малых сил тока. — «Измерительная техника», 1973, № 5, с. 58—60.

14-33. **Карлашук В. И., Купряхин В. И.** Цифровой тераомметр-электрометр. — «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 3, с. 150—152.

14-34. **Кибенко В. Д., Краснов А. К., Мирошниченко В. С.** Новые принципы построения мер для воспроизведения и передачи верных значений электрического сопротивления выше  $10^9$  Ом. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1970, вып. 1(31), ч. 2, с. 123—137.

14-35. **Клёмин Л. В.** Установка для определения неоднородности полупроводниковых образцов по проводимости. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 136—142.

14-36. **Коротаев Н. Н., Зыкин А. Н.** Электрометрический усилитель для исследования фотопроводимости. — «Приборы и техника эксперимента», 1973, № 1, с. 272.

14-37. **Куликов В. А.** Нуль-орган для электрометрических аналого-цифровых преобразователей. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1970, вып. 1(31), ч. 2, с. 94—108.

14-38. **Куликов В. А.** Цифровой измеритель больших сопротивлений. — В кн.: Тезисы докладов научно-технической конференции «Электрометрические измерители микротока и напряжения». Минск, БелНИИНТИ, 1973, с. 43—44.

14-39. **Левченко В. Ф., Байбаков А. И., Комарова Р. П.** Измерение удельного объемного электрического сопротивления пластификаторов. — «Пластические массы», 1969, № 2, с. 72—73.

14-40. **Лоог П. К., Пиквер Р. И., Сакс О. В.** Тераомметр с радиоактивным генератором тока. — «Измерительная техника», 1965, № 6, с. 28—31.

14-41. **Липовка А. А., Перчик Э. Б.** Установка для высокотемпературных исследований электропроводности высокоомных материалов. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1972, № 11, с. 114—119.

14-42. **Павленко Е. С., Чернов А. М.** Определение удельных электрических сопротивлений твердых диэлектриков при помощи мостов постоянного тока. — «Измерительная техника», 1968, № 6, с. 93.

14-43. **Павленко Е. С., Чернов А. М., Шигорин В. П.** Переходные меры электрического сопротивления  $10^4$ — $10^9$  Ом. — «Труды метрологических ин-тов СССР». М., Изд-во стандартов, 1971, № 115 (175), с. 18—28.



14-44. Панкратов Г. Ф. Аппаратура для измерения больших сопротивлений. — «Микропровод и приборы сопротивления», Кишинев, «Карта Молдавеныскэ», 1971, № 8, с. 114—117.

14-45. Панкратов Г. Ф. Измерение больших сопротивлений методом разряда конденсатора при постоянном напряжении. — «Труды ВНИИМ», 1959, М., Стандартгиз, № 38(98), с. 45—51.

14-46. Панкратов Г. Ф. Методы измерения больших сопротивлений на постоянном токе. — «ЭИКА», М., «Энергия», 1964, № 2, с. 39—42.

14-47. Панкратов Г. Ф. Меры и магазины большого сопротивления, особенности их конструирования и пути повышения точности. — «Труды институтов Комитета стандартов». М., Стандартгиз, 1961, № 52(112), с. 50—55.

14-48. Панкратов Г. Ф., Рождественская Т. Б. Метод и аппаратура для измерения сопротивлений до  $10^{14}$  Ом. — «Измерительная техника», 1958, № 5, с. 47—50.

14-49. Панкратов Г. Ф., Рождественская Т. Б. Передача верных значений единицы электрического сопротивления от эталонов образцовым и рабочим мерам и приборам большого сопротивления. — «Труды институтов Комитета стандартов». М., Стандартгиз, 1961, № 52(112), с. 37—49.

14-50. Прудникова Л. А. Измерение температурной зависимости твердых диэлектриков. — В кн.: Автоматический контроль и методы электрических измерений. Новосибирск, СО АН СССР, 1964, т. I, с. 165—168.

14-51. Ровенский В. Г., Федоров И. Г., Бойченко Ю. П. Автоматический записывающий тераометр для дистанционных измерений. — В кн.: Материалы научно-технической конференции Северокавказского горнометаллургического института, Орджоникидзе, 1970, с. 104—105.

14-52. Рождественская Т. Б., Антонова Д. И., Жутовский В. Л. Аппаратура для точного измерения больших сопротивлений, малых постоянных токов и методы ее поверки. М., Изд-во стандартов, 1973, 144 с.

14-53. Рождественская Т. Б., Жутовский В. Л. Меры большого сопротивления. — «Измерительная техника», 1968, № 3, с. 19—23.

14-54. Рождественская Т. Б., Жутовский В. Л., Антонова Д. И. О применении эквивалентных цепей для поверки мегомметров и тераомметров. — «Измерительная техника», 1970, № 5, с. 83—87.

14-55. Савенок А. Н., Чернов А. М. О перспективе производства новых приборов сопротивления из микропровода. — «Микропровод и приборы сопротивления». Кишинев, «Карта Молдавеныскэ», 1967, № 4, с. 216—222.

14-56. Сажин Б. И., Скурихина В. С. Исследование электропроводности полимеров. К методике измерений удельных объемных сопротивлений порядка  $10^{17}$ — $10^{19}$  Ом·см. — «Высокомолекулярные соединения», 1960, № 10, с. 1536—1540.

14-57. Ситников Л. С., Баглай Р. Д. Измерение высокоомных сопротивлений в режиме заданного напряжения. — «Известия СО АН СССР», Новосибирск, 1962, № 4, с. 23—27.

14-58. Ставракеев Ж. А. Об измерении удельных сопротивлений мостовыми методами. — «Электричество», 1966, № 5, с. 31—37.

14-59. Теплинский А. М. Двухплечий мост постоянного тока и возможности его применения для измерения больших сопротивле-

ний. — «Труды ВНИИМ», М., Стандартгиз, 1963, № 74(134), с. 11—18.

14-60. Теплинский А. М. Мосты для измерения высокоомных сопротивлений и малых постоянных токов. Л., «Энергия», 1970, 96 с.

14-61. Теплинский А. М. Погрешности измерения высокоомных сопротивлений при помощи мостов постоянного тока. — «Измерительная техника», 1966, № 5, с. 43—45.

14-62. Чернов А. М. Об особенностях измерения сопротивлений резисторных трехполюсников и необходимости введения дополнительной трехполюсной поверки тераомметров. — «Микропровод и приборы сопротивления». Кишинев, «Карта Молдавиянская», 1972, вып. 9, с. 235—239.

14-63. Appareil CEMP-ICIE la mesure des resistivités sur de faibles surfaces de matériaux isolants. — «Industrie plastiques modernes», 1959, № 5, p. 38—40.

14-64. Bender D., Zacherl H. Normalverfahren zur Messung hochohmiger Widerstände. — «Wissenschaftliche Z. Elektrotechnik», 1967, № 4, S. 225—236.

14-65. Blanc D., Fort E., Lacoste R., Laggasse J. Technique de mesure des resistances électriques élevées en moyen d'une chambre d'ionisation. — «J. Physique Radium», 1961, v. 22, № 2, Suppl., p. 35—38.

14-66. Datta G. A simple accurate and automatic method of measuring high resistances based on phase-locking. — «Indian J. Pure and Applied Physics», 1970, v. 8, № 2, p. 97—99.

14-67. Digital Tera-Ohmmeter und Pico-Ampermeter TO dig a. — «Angewandte Mess- und Regeltechnik», 1971, № 3, S. 82—84.

14-68. Dobson J. V., Firman R. E., Thirsk H. R. A simple apparatus for the determination of the dc electrical resistance of semiinsulators up to 215°C. — «J. Physics. Ser. E», 1973, v. 6, № 1, p. 22—24.

14-69. Dorcas D. C., Scott R. N. Instrumentation for measuring the dc conductivity of very high resistivity materials. — «Review Scientific Instruments», 1964, № 9, p. 1175—1176.

14-70. Drabble J. R., Whyte T. D. The direct current measurement of very high resistance at low temperatures. — «J. Physics. Ser. E», 1970, v. 3, № 7, p. 515—517.

14-71. Dunn A. F. High resistance measurements. — «Canadian J. Physics», 1957, Febr., p. 235—236.

14-72. Dunn A. F. Primary electrical units at the National Research Council of Canada. — «Metrologia», 1968, v. 4, № 4, p. 180—184.

14-73. Ebinger A. Messung hochohmiger Wirkwiderstände. — «ATM», 1960, Okt., S. 203—204.

14-74. Ein neues Reststrom-, Durchbruchspannung, und Teraohm-Meßgerät. — «Philips Forschung und Fertigung», 1970, Bd. 15, № 2, v. 15, S. 36.

14-75. Fermor J. H., Kjekshus A. Apparatus for the measurement of electrical resistivity in ionic conductors. — «Tidsskrift Kjemi, Bergvesen of metallurgi», 1970, № 2, p. 18—22.

14-76. Fermor J. H., Kjekshus A. Servo-controlled measuring bridge for semiconductors of high resistivity. — «Review Scientific Instruments», 1965, № 6, p. 763—766.

14-77. France R. V. The transient effect in capacitor leakage resistance measurement. — «IRE Internationale Convention Record», 1960, № 6, p. 184—191.

14-78. **Frommhold E. A., Hermann F. H., Weinert H.** «Teralin» und «Teralog» — zwei elektrometrische Meßgeräte. — «Elektro — Praktiker», 1966, № 10, S. 353—356.

14-79. **Frommhold E. A., Weinert H.** Kritische Bemerkungen über Teraohmmeter und Geräte zur Messung von Isolationswiderständen. — «Elektrie», 1961, № 2, S. 56—59.

14-80. **Frost W.** Über die Meßtechnik hochohmiger Widerstände. — «Elektronik», 1957, № 8, S. 231—238.

14-81. **Garfinkel S. B.** An eight decade logarithmic ohmmeter. — «ISA J.», 1956, v. 3, № 2, p. 54—56.

14-82. **Harinharan P., Bhalla M. S.** A logarithmic megohmmeter. — «J. Scientific Instruments», 1956, № 4, p. 158—159.

14-83. **Helke H.** Ausgewählte Gleichstrom Meßbrücken. Teil III. — «ATM», 1972, N 440, S. 171—174.

14-84. **Hermach F. L.** Low frequency electrical calibrations at the NBS. — «ISA Preprint», 1967, N-Mestind-5/1.

14-85. **Herrmann F. H.** Gerätenprogramm zum Messen von Isolations- und Hochohmwiderständen. — «Elektrie», 1973, № 11, S. 610—615.

14-86. **Hersh S. P., Montgomery D. I.** Electrical resistance measurement of fibers and fiber assemblies. — «Textile Research J.», 1952, v. 22, № 12, p. 805—818.

14-87. **Hetzel W.** Messung des spezifischen Durchgangswiderstandes elektrischer Isolierstoffe. — «ATM», 1958, Mai, S. 91—92; Okt., S. 209—212.

14-88. **Hitchox G.** Extending the limits of resistance measurement using electronic techniques. — «J. Britische IRE», 1956, 16, p. 299—309.

14-89. **Hitchox G.** Measurement of very high electrical resistance. — «J. IEE», 1963, Jan, p. 7—9.

14-90. **Kao K. C.** A new electrode system for the measurement of surface resistance. — «J. Scientific Instruments», 1962, № 5, p. 208—209.

14-91. **Kleinitz E. K.** Textiltechnische Anwendung des Hochohm-Widerstandmeßgeräte Teralog Typ 6202. — «Textiltechnik», 1973, № 8, S. 496—500.

14-92. **Knosp R., Hanauer J. P.** Perfectionnements dans la mesure des resistances de hautes valeurs. — «Revue Generale Electricité», 1967, v. 76, № 11, p. 1377—1395.

14-93. **Lacoste R.** Sur un nouveau systeme d'electrodes en vue de la determinacion de la resistivité transversale des isolant. — «Comptes rendus Academie sciences», 1956, v. 243, № 21, p. 1609—1611.

14-94. **Leifson S. W.** Measurement of high resistance. — «American J. Physics», 1957, v. 25, № 2, p. 89—92.

14-95. **Lemouzy J.** La mesure des resistances et isolement de haute valeurs. — «Instruments et Laboratories», 1957, № 1, p. 12—18.

14-96. **Lynch F. J., Wesenberg C. L.** An instrument for measurement of very high resistance. — «Review Scientific Instruments», 1954, № 3, p. 251—255.

14-97. **Malamud R., Awdejew A., Maslow N.** Ein Gerät zum unterbrechungslosen Messen des elektrischen Widerstands von halbleitendem Glasgewebeband. — «Elektro-Praktiker», 1970, v. 24, № 4, S. 118—119.

14-98. **Marold H.** Messung von Hochohmwiderständen. — «Glas- und Instrumenten Technik», 1963, Bd 7, № 6, S. 292—297.

- 14-99. **Mattauch R. J.**, The measurement of a high impedance source having shunt capacitance. — «Review Scientific Instruments», 1970, v. 41, № 4, p. 592—593.
- 14-100. **Measurement** of multimegohm resistors. — «NBS technical news Bulletin», 1953, № 6, p. 90—92.
- 14-101. **Mesures** de resistivité superficielle et volumique d'échantillons à très forte résistance. Techniques et résultats. — «Revue pratique controle industr.», 1969, v. 8, № 39, p. 24—26.
- 14-102. **Mette H.** Eine Schleifdrahtwalze für die Taunsendschaltung als einfaches Hilfsmittel zur Präzisionsmessung von sehr großen Widerständen. — «Z. angewandte Physik», 1956, № 4, S. 191—193.
- 14-103. **Mitchell W. H., Putley E. M.** Cryostat for measuring the electrical properties of high resistance semiconductors at low temperatures. — «J. Scientific Instruments», 1959, № 3, p. 134—136.
- 14-104. **Oliverdo A. D.** Measuring high resistance and low currents. — «Instruments and Control Systems», 1967, № 1, p. 101—102.
- 14-105. **Präzise** Hochohm — Messungen nach DIN 53482/53596 mit dem Multi-Megohmmeter MOM11. — «Chemische Industrie», 1966, № 18, S. K45—K46.
- 14-106. **Richardson S. C.** Electrical standards at GE. — «Instruments and Control Systems», 1964, Jan., p. 95—97.
- 14-107. **Ripper L.** Eine Messangle zum genauen Messen sehr großer Widerstandswerte. — «Acta IMEKO», 1964, Bd 3, S. 277—290.
- 14-108. **Salthouse E. C.** The measurement of surface resistance. — «J. Scientific Instruments», 1963, № 1, p. 49—50.
- 14-109. **Sauer H. A.** The design, construction and performance of a wide range of dc conductance bridge. — «Trans. IEEE», 1965, IM-14, № 3, p. 142—145.
- 14-110. **Sauer H. A.** Wye-delta transfer standarts for calibration of wide range dc resistance and dc conductance bridge. — «Trans. IEEE», 1968, IM-17, № 2, p. 151—155.
- 14-111. **Sauer H. A., Schirk W. H. J.** A dc Wheatstone bridge for multiterohm measurements with high accuracy capability. — «Trans. IEEE», 1964, CE, № 71, p. 131—136.
- 14-112. **Schumacher R. B. F.** Differential high — resistance bridge. — «ISA J.», 1965, April, p. 65—66.
- 14-113. **Secker P. E.** A simple measurement of the relative permittivity of an insulating liquid. — «American J. Physics», 1969, v. 37, № 10, p. 1029—1031.
- 14-114. **Swarzendruber E. J., Ulmer F. H., Coleman J. A.** Direct reading instrument for silicon and germanium four-probe resistivity measurements. — «Review Scientific Instruments», 1968, № 12, p. 1858—1863.
- 14-115. **Syed B. A.** Modified apparatus for measuring high resistance. — «American J. Physics», 1965, v. 33, № 10, p. 850—852.
- 14-116. **Tsao E. H.** An accurate, semiautomatic technique of measuring high resistances. — «IEEE International Convention Record», 1967, v. 15, № 8, p. 66—71.
- 14-117. **Tsao S. H.** An accurate, semiautomatic technique of measuring high resistances. — «Trans. IEEE», 1967, IM-16, № 3, p. 220—225.
- 14-118. **Wilkins F. J., Swann M. J.** Measurement of low- and high value resistance standards at NPL. — «Proc. IEE», 1969, v. 116, № 2, p. 315—317.

14-119. Wilkins E. J., Swann M. J. NPL precision resistance standards covering the range  $10^{-4}$ — $10^9$  Ohm. — «Proc. IEE», 1969, v. 116, № 2, p. 303—314.

14-120. Winterling K. H. Die Messung von Widerständen über  $10^{12}$  Ohm. — «ATM», 1952, August, S. 171—174; Okt., S. 221—224.

14-121. Wolf F. Digital und analog anzeigendes Tera-Ohmmeter mit kontinuierlich einstellbare Meßspannung. — «International Elektrotechnische Rundschau», 1972, № 8, S. 184—188.

14-122. Wood J. K. The measurement of high value resistances. — «Electronic Engineering», 1958, June, p. 374—377.

14-123. Wyeth F. H., Higley J. B., Shirk W. H. A precision, guarded resistance measuring facility. — «Trans. AIEE», 1958, v. 77, pt. I, p. 471—476.

14-124. Ziegler E., Siegel W., Kühnel G. Zur Messung des Hall-Effekts und der Leitfähigkeit hochohmiger Halbleiter bei hohen Temperaturen. — «Experimentelle Technik Physik», 1973, № 4, S. 369—373.

### К гл. 15

15-1. Дзюбенко И. В. Блок питания с трансформаторным выходом для мостовых схем инфранизкой частоты. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1973, вып. 10(40), с. 187—190.

15-2. Дзюбенко И. М. Методы измерения электрических параметров диэлектриков на инфранизких частотах. — «Измерительная техника», 1970, № 10, с. 44—47.

15-3. Дзюбенко И. В. Мостовая установка для измерения параметров диэлектриков на инфранизких частотах. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1970, вып. 1(31), ч. 2, с. 138—155.

15-4. Дзюбенко И. В., Илюкович А. М. Применение высокоомных мостовых схем с питанием линейно изменяющимся напряжением для измерения характеристик диэлектриков и конденсаторов с диэлектриком. — «Труды ВНИИФТРИ», М., 1970, вып. 1(31), ч. 2, с. 156—168.

15-5. Дзюбенко И. В., Илюкович А. М. Прибор для измерения емкости и угла потерь на инфранизких частотах. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1974, № 4, с. 23—26.

15-6. Некрасов В. М., Козлов Ю. А., Блесткин В. А. Измерители диэлектрической абсорбции ИДА-2 и ИДА-2М. — «Приборы и техника эксперимента», 1972, № 5, с. 264—265.

15-7. Оганесян А. Г. Прибор для измерения остаточного напряжения в электрических конденсаторах. — «Известия АН Арм. ССР. Серия технических наук», 1964, т. 17, № 4, с. 83—86.

15-8. Элштейн С. Л. Измерение характеристик конденсаторов Л., «Энергия», 1971, 220 с.

15-9. Berberain J. G., Cole R. H. Low frequency bridge for guarded three-terminal and four-terminal measurements of admittance. — «Review Scientific Instruments», 1969, № 6, p. 811—817.

15-10. Clayton N. S. Apparatus to measure metal-oxide-silicon capacitance at very low frequencies. — «J. Physics, Ser. E», 1968, v. 1, № 6, p. 662—664.

15-11. Eckhardt G., Ohm H. J. Ein Gerät zur Isolationsmessung an elektrischen Maschinen. — «Elektro-Anzeiger. Ausgabe für die gesamte Industrie», 1968, № 19, S. 393—395.

15-12. **Eckhardt G., Fery G.** Ein neuer Meßkoffer zur Isolationsmessung und Beurteilung des Dielektrikums. — «Technische Mitteilungen AEG-Telefunken», 1968, № 6, S. 367—368.

15-13. **Giesekke E. W.** An ultra-low frequency bridge for the measurement of large capacitances and conductances. — «J. Scientific Instruments», 1966, № 2, p. 123—124.

15-14. **Greene K.** Measuring dielectric absorption. — «Electronics», 1960, № 12, p. 90, 92.

15-15. **Martinot H.** Une methode de determination de la permittivite complexe des dielectriques aux très basses frequences. — «Comptes rendus Academie sciences», 1959, v. 249, № 25, p. 2734—2736.

15-16. **Morel G. F.** Une pont pour les mesures à très basse frequence sur les dielectriques. — «Revue Générale Electricité», 1966, № 2, p. 183—190.

15-17. **Nagel F., Ugrosdy L.** Ein neues Gerät zur Messung des dielektrischen Verlustfaktors bei niederen Frequenzen. — «Schweizerische Technische Z.», 1967, Bd 64, № 26, S. 583—584.

15-18. **Nakajima T., Kondo D.** Very low frequency bridge for the measurement of dielectric properties. — «Bulletin Electrotechnical Laboratory. Tokyo», 1956, v. 20, № 9, p. 641.

15-19. **Pander K.** Dielektrische Untersuchungen im Gebiet tiefer Frequenzen. — «ATM», 1963, № 335, S. 283—284.

15-20. **Saito S., Nakajima S.** Glass transition in polymer. — «J. Application Polymer Scientific», 1959, v. 2, № 4, p. 93.

15-21. **Scheiber D. G.** An ultra low-frequency bridge for dielectric measurements. — «J. Research NBS», 1961, v. 65C, № 1, p. 23—42.

15-22. **Schlosser E., Horn G.** Meßanordnung für die komplexe Dielektrizitätskonstante Polymer in Frequenzbereich  $5 \cdot 10^{-3}$  Hz bis 1 Hz. — «Experimentelle Technik Physik», 1967, № 3, S. 188—196.

15-23. **Schweitzer G.** Messung dielektrischer Stoffwerte im Tiefstfrequenzgebiet 0,4 Hz —  $5 \cdot 10^{-5}$  Hz. — «ATM», 1967, № 382, S. R129—R132.

15-24. **Versative** ultralow-frequency bridge constructed for dielectric and impedance measurements. — «NBS Technical News Bulletin», 1968, № 9, p. 200—201.

15-25. **Vince P. M.** Apparatus for the measurement of the permittivity and loss tangent of glasses at audio and subaudio frequencies. — «Proc. IEE», 1965, v. 112, № 2, p. 432—438.

15-26. **Weinert H.** Elektrometrisches RICU — Meßgerät. — «Radio und Fernsehen», 1961, № 21, S. 681—684; № 22, S. 700—703.

## К гл. 16

16-1. **Гэфгер П. А., Журавлев В. С.** Измеритель напряженности электростатического поля диэлектриков. — «Изв. вузов. Приборостроение», 1970, № 1, с. 34—38.

16-2. **Голиков Г. А.** О некоторых помехах при измерении контактной разности потенциалов методом динамического конденсатора. — «Труды Казанского химико-технологического института им. Кирова», 1964, вып. 33, с. 146—150.

16-3. Губкин А. Н., Митронина В. С., Сергиенко В. Ф. Методы измерения заряда электретов. — «Приборы и техника эксперимента», 1959, № 4, с. 113—118.

16-4. Дроздов Н. Г. Статическое электричество в промышленности. М. — Л., Госэнергоиздат, 1949, 320 с.

16-5. Имянитов И. М. Приборы и методы изучения электричества атмосферы. М., ГИТТЛ, 1957, 484 с.

16-6. Карпухин В. Д., Головченко Г. Т., Пчелинов В. П. Прибор для измерения поверхностной плотности заряда электретов. В кн.: Безопасность труда в горной промышленности. М., «Недра», 1967, с. 144—148.

16-7. Лазаускас В. Ю. Измеритель напряженности электрического поля с сегнетокерамическими преобразователями. — «Измерительная техника», 1967, № 10, с. 46—48.

16-8. Царев Б. М. Контактная разность потенциалов. М., ГИТТЛ, 1955, 280 с.

16-9. Blot B. H., Lee T. J. A two frequency vibrating capacitor method for contact potential difference measurement. — «J. Physics. Ser. E», 1969, v. 2, № 9, p. 785—788.

16-10. Gross J. D., Smalley C. Electrical measurements with an electronic microforce balance. — «J. Physics. Ser. E», 1969, № 7, p. 633.

16-11. Döwner D., Maurer B. Eine neue Methode zum Bestimmen der elektrostatischen Aufladbarkeit von Kunststoffen. — «Kunststoffe», 1969, № 9, S. 571—574.

16-12. Heyl G. Zur Messung der Ladungsverteilung auf der Oberfläche und Innern von hochisolierenden Stoffen. — «Kunststoffe», 1970, № 1, S. 45—52.

16-13. Scruton B., Blot B. H. A high resolution probe for electrostatic potential profiles across surface. — «J. Scientific Instruments», 1973, № 5, p. 472—474.

16-14. Steinrisser F., Hetrich R. E. Electron beam technique for measuring microvolt changes in contact potential. — «Review Scientific Instruments», 1971, № 3, p. 304—308.

16-15. Weissman E., Petersen C., Tarina D. An apparatus with electrostatically driven vibrating condenser for contact potential measurements. — «J. Physics. Ser. E», 1968, v. 1, p. 426—428.

16-16. Yousef Y. L., Mischriki S., Aziz S., Mikheil H. Measurement of contact potential by electrostatic excitation of low-frequency vibrations. — «J. Scientific Instruments», 1965, № 12, p. 873—875.

## К гл. 17

17-1. Горский В. С. Техника физического эксперимента. Под ред. А. Ф. Иоффе. М., Госиздат, 1927.

17-2. Грибанов Ю. И. Измерения слабых токов, зарядов и больших сопротивлений. М. — Л., Госэнергоиздат, 1962, 80 с.

17-3. Илюкович А. М., Клемин Л. В., Трехполюсный управляемый резистивный имитатор больших сопротивлений. — «Научные приборы». М., 1974, № 4, с. 31—38.

17-4. **Илюкович А. М., Клемин Л. В.** Трехполюсный емкостной имитатор больших сопротивлений с электронным интегратором. — «Научные приборы». М., 1974, № 4, с. 39—47.

17-5. **Петушков А. А., Сизикова Н. В., Мещеряков А. Б.** О систематической погрешности в измерении больших мощностей доз серийным прибором «Кактус». — «Измерительная техника», 1966, № 12, с. 83.

17-6. **Стронг Д.** Практика современной физической лаборатории. ОГИЗ, Гостехиздат, 1948.

17-7. **Electrometer measurements.** — «Panaelectronics», 1973, № 180, p. 95—99, 101—104.

17-8. **Electrometrie.** — «Information techn. Bur. docum. S. A. radiotechn. Division tubes electron et semiconduct.», 1964, № 16, p. 1—8.

17-9. **Electrometrie.** — «Electronique», 1965, № 49, p. 132—136.

17-10. **Keithley J. F.** Elektrometer. — «Radio Electronica (Nederl.)», 1970, v. 18, № 9, p. 367—371.

17-11. **Keithley J. F.** Electrometer measurements. — «Instruments and Control Systems», 1962, № 1, p. 74—81.

17-12. **Matthews C. N. G.** Electrometer amplifiers. — «Electronic Equipment News», 1967, v. 9, № 1, p. 32, 34—36.



Предисловие . . . . .	3
<i>Глава первая</i>	
<b>Общие сведения об электрометрических методах и средствах измерений и электрометрических измерительных объектах</b>	
1-1. Общие сведения об электрометрических методах и средствах измерений . . . . .	7
а) Отличительные свойства . . . . .	7
б) Основные виды . . . . .	8
в) Принципы построения . . . . .	9
г) Основные элементы . . . . .	13
д) Границы электрометрического диапазона . . . . .	15
1-2. Общие сведения об электрометрических объектах измерений . . . . .	16
а) Предварительные замечания . . . . .	16
б) Источники напряжений . . . . .	17
в) Источники токов . . . . .	18
г) Источники зарядов . . . . .	23
д) Резистивные объекты . . . . .	24
е) Емкостные объекты . . . . .	25
1-3. Собственные помехи электрометрических объектов и измерителей . . . . .	27
а) Общие замечания . . . . .	27
б) Тепловые шумы . . . . .	27
в) Дробовые шумы . . . . .	30
г) Паразитный ток изоляторов . . . . .	31
д) Радиоактивный фон . . . . .	33
е) Электростатические помехи . . . . .	34
ж) Контактная разность потенциалов . . . . .	35
з) Другие источники собственных помех . . . . .	35
и) Внешние помехи . . . . .	36
к) Предельные возможности объектов и измерителей . . . . .	36
л) Оценка собственных помех электрометрических объектов . . . . .	37
м) Оценка порога чувствительности электрометрической аппаратуры . . . . .	37
<i>Глава вторая</i>	
<b>Конструкционные элементы электрометрической аппаратуры</b>	
2-1. Изоляторы . . . . .	39
а) Требования и исполнение . . . . .	39
б) Материалы . . . . .	40
в) Сопротивление . . . . .	43

г) Влияние влажности . . . . .	44
д) Влияние ионизирующих излучений . . . . .	45
2-2. Коммутационные элементы . . . . .	45
а) Общие сведения . . . . .	45
б) Примеры исполнения . . . . .	48
2-3. Кабели для электрометрических устройств . . . . .	50

### Глава третья

#### Пассивные электрометрические преобразователи. Источники малых токов

3-1. Высокоомные резисторы . . . . .	53
а) Принципы выполнения . . . . .	53
б) Композиционные резисторы . . . . .	53
в) Основные свойства . . . . .	54
3-2. Логарифмирующие элементы . . . . .	62
а) Общие сведения . . . . .	62
б) Электровакуумные логарифмирующие элементы . . . . .	63
в) Полупроводниковые логарифмирующие элементы . . . . .	68
г) Измерение параметров логарифмирующих элементов . . . . .	71
3-3. Конденсаторы с большим сопротивлением утечки . . . . .	72
а) Конденсаторы с диэлектриком . . . . .	72
б) Воздушные конденсаторы . . . . .	75
3-4. Источники малых токов . . . . .	77
а) Ионизационные источники . . . . .	77
б) Емкостные источники . . . . .	78
в) Источники с изменяющейся емкостью . . . . .	81
г) Источники с непосредственным переносом заряда . . . . .	81
д) Источники на фотоэлементах . . . . .	82
е) Термоэлектронные источники . . . . .	82
ж) Источники на пьезоэффекте . . . . .	83
з) Резистивные источники . . . . .	83
и) Емкостные делители тока . . . . .	84

### Глава четвертая

#### Электрометрические усилители

4-1 Входные преобразователи электрометрических усилителей напряжения . . . . .	84
а) Общие сведения . . . . .	84
б) Принципы построения . . . . .	85
в) Классификация . . . . .	89
г) Неэлектрометрические высокочувствительные преобразователи . . . . .	91
4-2. Общие сведения об электрометрических усилителях . . . . .	91
а) Принципы построения . . . . .	91
б) Виды ООС . . . . .	92
в) Типовые схемы использования ЭМУ . . . . .	93
г) Основные свойства ЭМУ с последовательной ООС . . . . .	94
д) Основные свойства ЭМУ с параллельной ООС . . . . .	96
е) Собственные помехи. Схема замещения . . . . .	97
ж) Проявление помех ЭМУ при наличии ООС . . . . .	98
з) Установка нуля . . . . .	100
и) Эквипотенциальная защита . . . . .	100

к) Свойства ЭМУ с преобразованием и без преобразования . . . . .	101
л) Совместное применение ЭМУ без преобразования и с преобразованием . . . . .	102
м) ЭМУ с периодической коррекцией нуля . . . . .	103
п) Устойчивость ЭМУ с ООС . . . . .	104

## Глава пятая

### Электростатические электрометры и усилители

5-1. Электростатические преобразователи напряжений в перемещение . . . . .	106
а) Вольтметры и электроскопы . . . . .	106
б) Принцип действия электрометра . . . . .	107
в) Чувствительность . . . . .	108
г) Схемы включения . . . . .	109
д) Типы ЭСЭ . . . . .	109
е) Электростатические усилители . . . . .	111
5-2. Порог чувствительности электростатических электрометров и усилителей . . . . .	113
а) Общие замечания . . . . .	113
б) Броуновские флуктуации . . . . .	113
в) Микросейсмические воздействия . . . . .	114
г) Влияние контактной разности потенциалов . . . . .	114
д) Другие источники помех . . . . .	114
е) Предельные возможности . . . . .	115
5-3. Исполнение и свойства электростатических электрометров и усилителей . . . . .	115
а) Свойства ЭСЭ . . . . .	115
б) ЭСЭ с переменным возбуждающим полем . . . . .	115
в) Свойства электростатических усилителей . . . . .	116
г) Пример исполнения . . . . .	118

## Глава шестая

### Ламповые электрометрические усилители

6-1. Электрометрические лампы . . . . .	118
а) Общие сведения . . . . .	118
б) Основные свойства . . . . .	118
в) Типы . . . . .	119
г) Характеристики серийных ЭМЛ . . . . .	120
д) Использование обычных ламп в электрометрическом режиме . . . . .	121
6-2. Собственные помехи электрометрических ламп . . . . .	121
а) Сеточный ток . . . . .	121
б) Шумы . . . . .	125
в) Дрейф нуля . . . . .	128
6-3. Схемы и свойства ламповых ЭМУ . . . . .	132
а) Однокаскадные электрометры . . . . .	132
б) Ламповые ЭМУ с ООС . . . . .	133
в) Практические схемы . . . . .	134
г) Ламповые ЭМУ с преобразованием . . . . .	137
д) Серийные приборы . . . . .	138

## Глава седьмая

### Электрометрические усилители на полевых транзисторах

7-1. Полевые транзисторы . . . . .	189
а) Общие сведения . . . . .	139
б) Принцип действия . . . . .	139
в) Разновидности . . . . .	140
г) Схема замещения . . . . .	141
д) Вольт-амперные характеристики . . . . .	142
е) Измерение характеристик . . . . .	143
ж) Влияние температуры . . . . .	143
з) Радиационные свойства . . . . .	144
7-2. Собственные помехи полевых транзисторов . . . . .	144
а) Ток затвора . . . . .	144
б) Шумы . . . . .	145
в) Дрейф нуля . . . . .	147
7-3. Схемы и свойства ЭМУ на МОП-транзисторах . . . . .	147
а) Входные каскады . . . . .	147
б) Защита от перегрузок . . . . .	149
в) Практические схемы . . . . .	152
г) Серийные приборы . . . . .	152

## Глава восьмая

### Электрометрические усилители с преобразователями — модуляторами на твердом теле

8-1. Электрометрические усилители на варикапах . . . . .	153
а) МОП-диоды . . . . .	153
б) Собственные помехи . . . . .	155
в) Входные преобразователи . . . . .	155
г) Автогенераторный ЭМУ . . . . .	157
д) Усилители на <i>p-n</i> -варикапах . . . . .	158
8-2. Электрометрические усилители на сегнетоэлектриках . . . . .	160
а) Сегнетоэлектрические преобразователи . . . . .	160
б) Собственные помехи . . . . .	161
в) ЭМУ на сегнетоэлектрическом преобразователе . . . . .	162

## Глава девятая

### Электрометрические усилители с динамическим конденсатором

9-1. Преобразователи на динамическом конденсаторе . . . . .	164
а) Принцип действия . . . . .	164
б) Входное сопротивление . . . . .	165
в) Коэффициент преобразования . . . . .	166
г) ДК с электромагнитным возбуждением . . . . .	168
д) ДК с электростатическим возбуждением . . . . .	171
9-2. Собственные помехи преобразователей с динамическим конденсатором . . . . .	172
а) Паразитный ток . . . . .	172
б) Шумы . . . . .	173
в) Дрейф нуля . . . . .	178
9-3. Схемы и свойства электрометрических усилителей с динамическим конденсатором . . . . .	180
а) Схемы . . . . .	180
б) Основные свойства . . . . .	181

## Глава десятая

### Высококочувствительные усилители постоянного тока

10-1. Усилители с вибропреобразователями . . . . .	186
а) Входные преобразователи . . . . .	186
б) Собственные помехи . . . . .	187
в) Схемы и свойства . . . . .	188
г) Серийные приборы . . . . .	191
10-2. Усилители с фоторезистивными преобразователями . . . . .	191
а) Принцип действия и свойства . . . . .	191
б) Собственные помехи . . . . .	192
в) Серийные приборы . . . . .	194
10-3. Усилители на биполярных транзисторах . . . . .	194
а) Принципы построения . . . . .	194
б) Собственные помехи . . . . .	194
в) Примеры практического исполнения . . . . .	196
10-4. Другие типы высококочувствительных УПТ . . . . .	197
а) Общие замечания . . . . .	197
б) Гальванометрические усилители . . . . .	197
в) Усилители с магниторезистивным преобразователем . . . . .	197
г) Усилители с преобразователем на полевом транзисторе . . . . .	198

## Глава одиннадцатая

### Электрометрические измерители напряжений

11-1. Принципы построения и свойства. Поверка . . . . .	198
а) Принципы построения . . . . .	198
б) Входные преобразователи . . . . .	199
в) Шумы . . . . .	202
г) Рабочий диапазон . . . . .	205
д) Точность . . . . .	206
е) Быстродействие . . . . .	207
ж) Поверка . . . . .	208
11-2. Разновидности электрометрических измерителей на- пряжения . . . . .	208
а) Измерители с непосредственным отсчетом . . . . .	208
б) Самопишущие измерители . . . . .	209
в) Цифровые измерители . . . . .	210
г) Измерители с логарифмической характеристикой . . . . .	211
д) Широкополосные измерители . . . . .	212

## Глава двенадцатая

### Электрометрические измерители токов

12-1. Измерители токов с резистором. Принципы построения и свойства . . . . .	218
а) Принципы построения . . . . .	218
б) Входные преобразователи . . . . .	219
в) Шумы . . . . .	219
г) Рабочий диапазон . . . . .	222
д) Точность . . . . .	223
е) Быстродействие . . . . .	225
12-2. Разновидности измерителей токов с резистором . . . . .	227
а) Измерители с непосредственным отсчетом . . . . .	227
б) Самопишущие измерители . . . . .	229

в) Цифровые измерители . . . . .	229
г) Измерители разности двух токов . . . . .	230
д) Измерители отношения двух токов . . . . .	231
е) Широкополосные измерители . . . . .	232
12-3. Измерители токов с логарифмирующим элементом. Принципы построения и свойства . . . . .	237
а) Принципы построения . . . . .	237
б) Входные преобразователи . . . . .	238
в) Шумы . . . . .	239
г) Рабочий диапазон . . . . .	239
д) Точность . . . . .	239
е) Быстродействие . . . . .	241
12-4. Разновидности измерителей токов с логарифмирующим элементом . . . . .	243
а) Измерители с непосредственным отсчетом . . . . .	243
б) Двухполярные измерители . . . . .	245
в) Измерители с псевдологарифмической характеристикой . . . . .	245
г) Измерители параметров атомных реакторов . . . . .	246
д) Измерители отношения токов . . . . .	247
12-5. Измерители токов с конденсатором. Принципы построения и свойства . . . . .	248
а) Принципы построения . . . . .	248
б) Входные преобразователи . . . . .	249
в) Шумы . . . . .	250
г) Рабочий диапазон . . . . .	251
д) Точность . . . . .	251
е) Время измерения . . . . .	252
12-6. Разновидности измерителей токов с конденсатором . . . . .	252
а) Измерители с секундомером . . . . .	252
б) Измерители с непосредственным отсчетом . . . . .	254
в) Измерители с цифровым отсчетом скорости изменения выходного напряжения . . . . .	255
г) Цифровой измеритель разности токов . . . . .	256
д) Цифровые измерители с периодическим разрядом . . . . .	257
е) Электростатические реле . . . . .	258
ж) Цифровые измерители с периодической нейтрализацией заряда . . . . .	259
з) Измерители с импульсным выходом без ЭМУ . . . . .	259
12-7. Проверка электрометрических измерителей токов . . . . .	260
а) Принципы проверки . . . . .	260
б) Исходная образцовая мера малых токов ВНИИФТРИ . . . . .	262
в) Проверка на токах менее $10^{-15}$ А . . . . .	263

## Глава тринадцатая

### Электрометрические измерители зарядов

13-1. Принципы построения и свойства . . . . .	263
а) Принципы построения . . . . .	263
б) Входные преобразователи . . . . .	264
в) Шумы . . . . .	264
г) Рабочий диапазон . . . . .	265
д) Точность . . . . .	266
е) Частотный диапазон . . . . .	267

13-2. Разновидности измерителей зарядов . . . . .	268
а) Измерители с непосредственным отсчетом . . . . .	268
б) Измерители с цифровым отсчетом . . . . .	269
в) Широкополосные измерители . . . . .	269

### Глава четырнадцатая

#### Электрометрические измерители сопротивлений

14-1. Принципы построения и свойства . . . . .	272
а) Общие сведения . . . . .	272
б) Измерители с делителем . . . . .	273
в) Свойства измерителей с делителем . . . . .	274
г) Высокоомные мосты . . . . .	277
д) Свойства высокоомных мостов . . . . .	279
е) Измерители с логарифмирующим элементом и их свойства . . . . .	280
ж) Измерители с конденсатором . . . . .	281
з) Свойства измерителей с конденсатором . . . . .	283
и) Измерители с источником тока . . . . .	285
к) Свойства измерителей с источником тока . . . . .	286
14-2. Разновидности измерителей сопротивлений . . . . .	287
а) Тераомметры . . . . .	287
б) Тераомметры для измерений на объектах с большой емкостью . . . . .	291
в) Тераомметры с логарифмической шкалой . . . . .	293
г) Измерители удельных сопротивлений . . . . .	294
д) Высокоомные мосты . . . . .	296
е) Цифровые измерители . . . . .	300
ж) Образцовые установки . . . . .	302
14-3. Проверка измерителей весьма больших сопротивлений . . . . .	303
а) Общие замечания . . . . .	303
б) Поэлементная и полуконтактная проверки . . . . .	305
в) Общие требования к мерам больших сопротивлений . . . . .	305
г) Меры и магазины больших сопротивлений . . . . .	306
д) Меры больших сопротивлений на базе резистивных схем с активными элементами . . . . .	309
е) Меры больших сопротивлений на базе емкостного делителя . . . . .	311
ж) Имитаторы ограниченного применения . . . . .	312

### Глава пятнадцатая

#### Электрометрические измерители параметров емкостных объектов

15-1. Принципы построения и свойства . . . . .	314
а) Схемы замещения объектов . . . . .	314
б) Требования к методам измерений . . . . .	316
в) Упрощенные методы постоянного тока . . . . .	316
г) Измерение абсорбционных характеристик конденсаторов . . . . .	318
д) Методы с линейно изменяющимся напряжением . . . . .	318
е) Методы переменного тока . . . . .	319
15-2. Разновидности измерителей параметров емкостных объектов . . . . .	320
а) Инфранизкочастотные мосты . . . . .	320
б) Измерители с операционным усилителем . . . . .	325

## Глава шестнадцатая

### Измерение параметров электростатических полей и контактной разности потенциалов

16-1. Измерение параметров электростатических полей . . . . .	327
а) Предварительные замечания . . . . .	327
б) Причины образования полей . . . . .	327
в) Роль электростатического электричества . . . . .	328
г) Способы борьбы со статическим электричеством . . . . .	328
д) Особенности измерений . . . . .	329
е) Общие сведения о методах измерения . . . . .	329
ж) Измерение зарядов . . . . .	329
з) Измерение потенциалов . . . . .	330
и) Зондовые измерители потенциалов . . . . .	330
к) Градуировка зондовых измерителей . . . . .	331
л) Коллекторные измерители . . . . .	332
м) Модуляторные измерители электростатических потенциалов . . . . .	332
н) Измерители, чувствительные к напряженности . . . . .	333
о) Измерители, реагирующие на поверхностную плотность зарядов . . . . .	334
п) Специальные случаи измерения электростатических полей и зарядов . . . . .	335
р) Серийные приборы . . . . .	335
16-2. Измерение контактной разности потенциалов . . . . .	335
а) Ионизационный метод . . . . .	335
б) Конденсаторный метод . . . . .	336
в) Метод вибрирующего электрода . . . . .	336
г) Примеры конкретных исполнений . . . . .	337

## Глава семнадцатая

### Особенности производства и эксплуатации электрометрической аппаратуры

17-1. Особенности производства . . . . .	339
а) Вопросы унификации . . . . .	339
б) Вопросы комплектации . . . . .	340
в) Вопросы стандартизации . . . . .	340
г) Вопросы технологии . . . . .	341
17-2. Особенности эксплуатации . . . . .	342
а) Общие замечания . . . . .	342
б) Транспортировка и хранение . . . . .	342
в) Влияние влаги . . . . .	343
г) Проверка работоспособности . . . . .	343
д) Оценка объекта . . . . .	343
е) Соединение с объектом . . . . .	344
ж) Проведение измерений . . . . .	344
з) Ремонт . . . . .	345
17-3. Вопросы метрологического обеспечения . . . . .	345
Список литературы . . . . .	349
	399